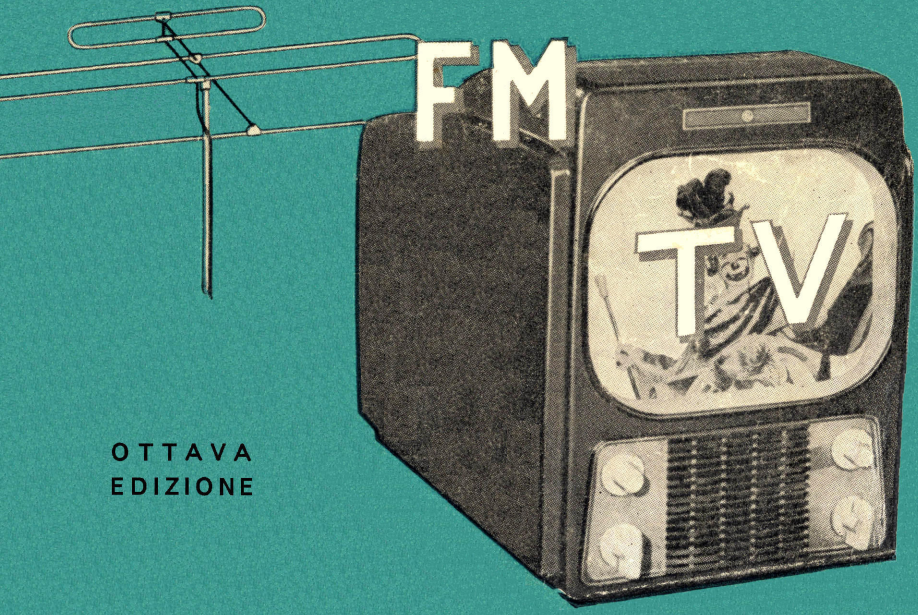
D. E. RAVALICO

la Moderna SUPERETERODINA

AM

FM



OTTAVA EDIZIONE

EDITORE ULRICO HOEPLI MILANO

LA MODERNA
SUPERETERODINA

Dello stesso Autore

MERAVIGLIE DELL'ELETTRONICA E DELLA TELEVISIONE RESE ACCESSIBILI A TUTTI - Come avviene la televisione in bianconero e a colori. Come si adopera l'apparecchio di televisione. Il radar, la radioguida degli aerei, il microscopio elettronico e cento altre meraviglie del mondo d'oggi. Settantadue tavole fuori testo in bianconero e a colori . . . . . L. 1600
In rilegatura tela . . . . . L. 2000

PRIMO AVVIAMENTO ALLA CONOSCENZA DELLA RADIO - Come è fatto, come funziona e come si adopera l'apparecchio radio. Come i principianti possono costruire da soli piccoli apparecchi radio. 10ª edizione riveduta. 1951, in-16, di pag. XII-298, con 205 figure, 41 schemi di piccoli apparecchi radio e 2 tavole fuori testo . . . . . L. 650

SERVIZIO RADIOTECNICO - Volume I: « Strumenti per radiotecnici ». Come funzionano, come si costruiscono e come si adoperano gli strumenti per il collaudo, il controllo e la riparazione dei moderni apparecchi radio. - Ottava edizione. 1950, in-16, di pagine XVI-380, con 280 figure, 12 tabelle, 90 schemi di strumenti di misura e di collaudo . . . . . L. 650

SERVIZIO RADIOTECNICO - Volume II: « Radio riparazioni ». - Ricerca ed eliminazione dei guasti e difetti negli apparecchi radio, note di servizio per tutti i principali apparecchi, con norme di allineamento e taratura, tabelle delle tensioni e delle correnti, dati pratici per le riparazioni, ecc. - Ottava edizione. 1952, in-16, di pag. XII-392, con 267 figure, 2 tavole fuori testo, 51 tabelle e note di servizio per 200 apparecchi radio . . . . . L. 750

SCHEMARIO DEGLI APPARECCHI RADIO. Raccolta completa dal 1933 al 1945. - 620 schemi completi di apparecchi radiofonici relativi a 857 modelli. 4ª edizione comprendente anche il volume « Nuovo schemario ». 1950, in-16, di pagine XII-620 con 620 figure, 24 indici e 34 tavole fuori testo . . . . . L. 1500

IL RADIOLIBRO. Dai primi elementi di radiotecnica ai recenti apparecchi radio ed ai ricevitori di televisione. 12ª edizione rifatta, ampliata e aggiornata. 1951, in-8, di pagine XII-564, con 804 figure, di cui 170 schemi completi di apparecchi radio, 317 zoccoli di valvole . . . . . L. 2800

L'AUDIOLIBRO. Elementi basilari e recenti applicazioni della tecnica del suono: dal radiofonografo all'impianto da cinema teatro. Raccolta completa di schemi di amplificatori. 1952. in-8, di pagine XX-400, con 325 figure, di cui 120 schemi completi di amplificatori di tutte le potenze e per tutti gli usi . . . . . L. 2500

EDITORE ULRICO HOEPLI MILANO

D. E. RAVALICO

LA MODERNA SUPERETERODINA

PRINCIPI GENERALI DI FUNZIONAMENTO DEI MODERNI APPARECCHI RADIO

I RECENTI PROGRESSI DELLA TECNICA DEGLI APPARECCHI RADIO AD AMPIEZZA ED A FREQUENZA MODULATA E DEI RICEVITORI DI TELEVISIONE

SCHEMARIO DEGLI APPARECCHI RADIO (PRODUZIONE AMERICANA)

OTTAVA EDIZIONE

201 figure di cui 69 schemi di apparecchi radio (con una tavola f. t.)

EDITORE ULRICO HOEPLI MILANO
1952

La fotografia riprodotta nella copertina illustra un ricevitore di televisione prodotto dalla General Electric Company di Schenectady.

TUTTI I DIRITTI SONO RISERVATI

Industrie Grafiche Italiane STUCCHI - Milano - Via Marcona, 50
(Printed in Italy)

INDICE DEI CAPITOLI

PARTE PRIMA

ELEMENTI TEORICI

CAPITOLO I

PRINCIPI BASILARI

Pag.

Premessa generale 3
Principio della supereterodina 5
Il cambiamento di frequenza 6
La media frequenza 8
Gli stadi dell'apparecchio supereterodina 10
Esempio di supereterodina moderna 13
Condizioni tipiche di funzionamento di una moderna supereterodina 16

CAPITOLO II

L'AMPLIFICAZIONE MF NELLE SUPERETERODINE

Come viene scelto il valore della media frequenza 20
La selettività del canale adiacente 25
Azione selettiva degli stadi a media frequenza 26
Accoppiamento dei circuiti a media frequenza 28
Guadagno dello stadio MF 31

CAPITOLO III

LA SINTONIA NELLE SUPERETERODINE

La sintonia a comando unico 34
La riduzione del rapporto di capacità 37
Estremi e punti di coincidenza 39
Allineamento con la scala parlante 40
Variazione della residua 42
Doppio allineamento 43
Esempi pratici 43

Pag.

Padding fisso e induttanza variabile 43
Padding e trimmer nella gamma onde corte 45
Inutilità del padding in OC 45
Sezioni suddivise del variabile o fisso in serie 47
Correttore e gamma OM divisa 48
Il correttore nelle supereterodine a gamma spostate 51
Divisione della gamma OM con variabile a sezioni divise (Phonola modd. 595-5503) 55

CAPITOLO IV

CALCOLO DEL CORRETTORE

Punti di allineamento 58
Valori del condensatore variabile 61
Metodo grafico Philips di determinazione delle costanti del circuito oscillatore 62

CAPITOLO V

SINTONIA AD INDUTTORE VARIABILE

Tipi di induttori variabili 69
La permeabilità 70
Circuiti accordati a variazione di permeabilità 71
Emittenti sulla scala e gamma OM suddivisa 74
Commutazione di gamma nelle supereterodine a permeabilità 76
Induttore variabile a sezione intera 77
Induttore variabile suddiviso 80
Induttori variabili distinti 81
Circuiti oscillatori a induttore variabile 81
Induttanza riduttrice 85
Circuiti con reazione Colpitts 85

CAPITOLO VI

I CIRCUITI DEL C.A.V.

Considerazioni generali 88
Definizioni 89
Principio del c.a.v. 89
Azione del c.a.v. sulle valvole 91
Collegamento del diodo c.a.v. 91
Controllo automatico di volume ritardato 93
Filtraggio della tensione c.a.v. 97
Il c.a.v. e la costante tempo 99

Pag.

Curve di regolazione del c.a.v. 100
Controllo automatico amplificato 102
Esempio di tracciamento di curva c.a.v. 103
Tabella segnale AF- segnale BF 110
Variazione della curva c.a.v. 111
C.A.V. e bassa frequenza 111
La tensione di ritardo 112

PARTE SECONDA

CARATTERISTICHE DI MODERNE SUPERETERODINE

CAPITOLO VII

SUPERETERODINE MINIATURA

Caratteristiche generali degli apparecchi miniatura 117
Esempio di « personale 8 ore » 118
Supereterodina portatile miniatura 122
Esempio di « miniatura 40 ore » 126
Supereterodine portatili da campeggio 127

CAPITOLO VIII

PICCOLE SUPERETERODINE CA/CC

Caratteristiche generali 132
Stadio alimentatore di supereterodine CA/CC 134
Piccole supereterodine Marelli 9 U 65 135
Supereterodine CA/CC con cambio tensione 139
Piccole supereterodine con valvole rimlock 140
Esempi di piccole supereterodine CA/CC di produzione americana (RCA Mod. 56 x 10) 143
Farnsworth modd. ET 064-5-6 151
Westinghouse modd. H 125 e H 126 153

CAPITOLO IX

SUPERETERODINE PORTATILI PILE-RETE

Caratteristiche del portatili alimentati da pile o rete luce 157
Conseguenze del collegamento in serie dei filamenti 159
Svantaggi derivanti dal collegamento in serie dei filamenti . . 161
Esempio di portatile pile-rete (3-way portable) 164
Esempi di portatili con valvole europee 167
Portatile pile-rete con rettificatore a selenio 169

CAPITOLO X
PICCOLE SUPERETERODINE AD AUTOTRASFORMATORE

Pag.
Caratteristiche generali 173
Stadi alimentatori di piccole supereterodine ad autotrasformatore 174

CAPITOLO XI
PICCOLE SUPERETERODINE D'ANTEGUERRA

Caratteristiche generali 182
Esempio di supereterodina a due valvole 183
Piccole supereterodine Philips (modd. 333 e 1+1 bis) 184
Piccola supereterodina Phonola (mod. 401) 189

CAPITOLO XII
SUPERETERODINE AD INDUTTORE VARIABILE

Pregi e inconvenienti 191
Esempi di piccole supereterodine ad induttore variabile . . . 194
Supereterodina ad induttore variabile con telaio di ricezione 199
AR 48 con valvole tipo americano e induttore variabile . . . 201
Piccola supereterodina ad induttore variabile con valvole europee (Siemens mod. AR 48) 201
Supereterodine a permeabilità variabile Marelli 204
Supereterodine a variazione differenziale di permeabilità . . . 207

CAPITOLO XIII
IL CAMBIO D'ONDA NELLE MODERNE SUPERETERODINE

Distinzione 213
Il cambio d'onda negli apparecchi a gamma onde medie intera 214
Il cambio d'onda negli apparecchi a gamma onde medie divisa 217

CAPITOLO XIV
LE BANDE ALLARGATE NELLE MODERNE SUPERETERODINE

Principio generale 221
Bande allargate con circuiti accordati indipendenti (Phonola 589, 722 e 723) 222
Bande allargate onde corte con condensatore variabile a sezioni divise 227

Pag.
Gamme allargate e spostate (Phonola modd. 595-5503) . . . 231
Passaggio da gamme a bande di ricezione 233
Bande allargate con condensatori fissi in serie e in parallelo 237
Apparecchi a molte gamme onde corte e bande fortemente allargate (Siemens modd. 8108-8113) 240
Cambio banda con condensatore variabile (Banda mobile) . . 244

CAPITOLO XV
SUPERETERODINE A FREQUENZA MODULATA (FM)

Caratteristiche degli apparecchi FM 246
Piccola supereterodina FM 254
Esempio di moderna supereterodina AM/FM 256
FM a doppia conversione di frequenza 262
Supereterodine FM per radiotelefoni da automobili 264

CAPITOLO XVI
SUPERETERODINE PER TV

Caratteristiche generali 269
Segnali AM-visione e segnali FM-suono 272
L'amplificazione AF nei ricevitori per TV 277
Separazione dei segnali MF 283
L'amplificazione MF nei ricevitori TV 284
Supereterodine a linea artificiale di trasmissione per TV. (Apparecchi RCA) 288

PARTE TERZA
SCHEMARIO DEGLI APPARECCHI RADIO DI PRODUZIONE AMERICANA

ADMIRAL mod. 6 E 1 295
AIR KING mod. 4604 D 297
ARVIN modd. 152 T-153 T 298
AUTOMATIC mod. 640 299
BELMONT mod. Boulevard 300
BELMONT mod. 5 D 110 301
BELMONT mod. A-5 D 118 302
BELMONT mod. 5 D 128 303
BENDIX mod. 636 A 304
CROSLEY mod 56 FC 305

INDICE DEI CAPITOLI

	Pag.
CROSLEY mod. 56 TK	306
CROSLEY mod. 56 TP-L	307
CROSLEY 56 XTA	308
CROSLEY mod. 88 TA-88 TC	309
DETROLA mod. 571 A/B	314
GAROD mod. 5 A 4	311
GAROD mod. 6 AU-1	312
GENERAL ELECTRIC mod. 60	313
GENERAL ELECTRIC modd. 102-115	314
GENERAL ELECTRIC mod. 110	315
GENERAL ELECTRIC mod. 250	316
GENERAL ELECTRIC mod. 280	317
GENERAL ELECTRIC mod. 321	318
GRANTLINE modd. 500-501	319
MAJESTIC mod. 7 C 432	320
OLYMPIC mod. 501	321
RCA mod Q 10	322
RCA mod. 61	323
STROMBERG CARLSON mod. 1020	324
TELETONE serie D	325
TRUETONE mod. D 2630	326
TRUETONE mod. D 4620	327
UNITED mod. 980744	329
WARDS modd. 64 BR-1205/6	330
WARDS modd. 74 BR-1055 A	331
WARDS modd. 74 BR-2707 A	332
WESTINGHOUSE mod. H-104	333
WESTINGHOUSE mod. H-148	334
ZENITH modd. 4 K 016-4 K 035	335
ZENITH modd. 5 D 011-5 D 027	336
ZENITH mod. 5 G 036	337
INDICE ALFABETICO	339

PARTE PRIMA

ELEMENTI TEORICI

CAPITOLO PRIMO

PRINCIPI BASILARI

Premessa generale.

All'entrata dell'apparecchio radio sono presenti le *tensioni elettriche oscillanti* dette anche *tensioni ad alta frequenza* (abbr. *tensioni AF*) dovute alla captazione delle onde radio da parte dell'antenna.

All'uscita dell'apparecchio sono presenti le *tensioni elettriche a bassa frequenza* (abbr. *tensioni BF*) dette anche *tensioni ad audiofrequenza* corrispondenti alle onde sonore riprodotte dall'altoparlante.

Compito essenziale dell'apparecchio radio è di amplificare le tensioni ad alta frequenza e poi di amplificare le tensioni a bassa frequenza. L'apparecchio radio è essenzialmente un amplificatore. L'amplificazione totale di cui esso è capace dipende da molti fattori; molto approssimativamente, e tanto per poter fare un esempio, si può dire che le tensioni ad alta frequenza vengono amplificate 50 000 volte, e che le tensioni a bassa frequenza vengono amplificate 300 volte.

La fig. 1.1 riporta lo schema basilare di un apparecchio radio. Da sinistra a destra, le due prime valvole, V1 e V2, amplificano ad alta frequenza; le ultime due, V4 e V5, amplificano a bassa frequenza. Tra le due prime e le due ultime vi è una valvola — V 3 — la quale provvede al passaggio dall'alta frequenza alla bassa frequenza. È questa la valvola rivelatrice.

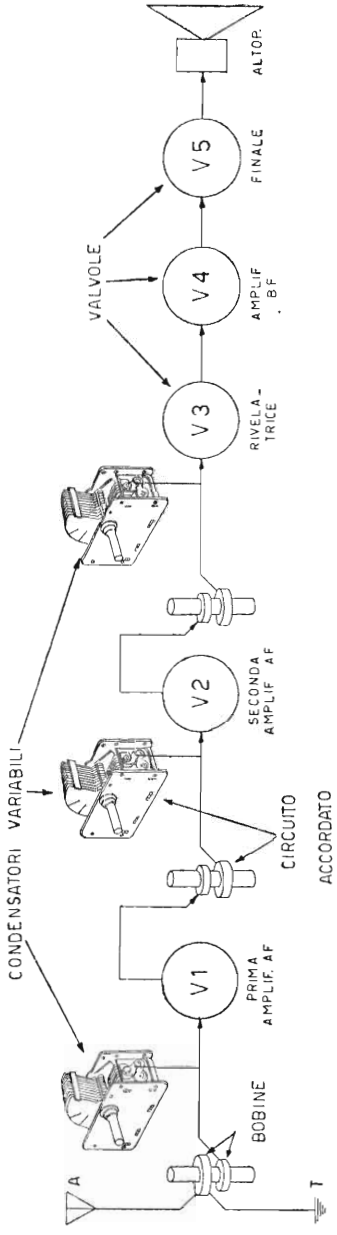


Fig. 1.1. - Schema basilare di apparecchio radio. Le valvole sono cinque, le prime due amplificano la tensione ad alta frequenza, dovuta alla captazione delle onde radio; le ultime due amplificano la tensione a bassa frequenza, corrispondente alle voci e ai suoni.

La prima parte dell'apparecchio, quella ad alta frequenza, provvede a due compiti essenziali: la sensibilità e la selettività. La *sensibilità dell'apparecchio*, dalla quale dipende il numero delle stazioni emittenti ricevibili con una data antenna e una data potenza d'uscita, è conseguenza dell'amplificazione ad alta frequenza. Maggiore è tale amplificazione, maggiore è pure il numero delle emittenti ricevibili.

La *selettività* dell'apparecchio, dalla quale dipende la sua possibilità di ricevere una emittente per volta, scartando tutte le altre, è ottenuta con un certo numero di *circuiti accordati*. In fig. 1.1 vi è un circuito accordato all'entrata di ciascuna delle tre prime valvole. Ciascuno di questi tre circuiti accordati è costituito da un condensatore variabile in parallelo ad una bobina d'induttanza.

All'uscita di ciascuna delle due prime valvole è pure presente una bobina; essa è affiancata a quella del circuito accordato che segue, e consente l'accoppiamento di una valvola con l'altra. Le tensioni AF passano, per induzione, da una bobina all'altra, ossia da un circuito all'altro, da una valvola all'altra.

Principio della supereterodina.

Maggiore è l'amplificazione ad alta frequenza, più elevata è la sensibilità, maggiore è il numero delle emittenti ricevibili, più corta è l'antenna necessaria. È indispensabile che tale amplificazione alta frequenza sia molto forte, intorno alle 50 000 volte, come detto, affinchè l'apparecchio possa ricevere tutte le principali emittenti con minima antenna, costituita da un filo di uno o due metri.

L'elevata amplificazione è facilmente possibile con le valvole moderne. Essa può però avvenire ad una sola condizione: che neppure una minima parte della tensione AF amplificata possa retrocedere.

È invece facile che una parte notevole della tensione AF amplificata possa retrocedere, passando ad esempio dal-

l'uscita della seconda valvola all'entrata dell'apparecchio, nel circuito d'antenna, e ciò per la vicinanza dei circuiti. Quando ciò si verifica, la tensione AF già fortemente amplificata viene amplificata ancora con la conseguenza che l'apparecchio entra immediatamente in oscillazione. La ricezione è allora impossibile, e l'altoparlante riproduce un fischio continuo.

Per evitare questo grave inconveniente, occorre diminuire l'amplificazione oppure provvedere ad una accurata separazione dei vari circuiti mediante l'impiego di schermi metallici.

Nonostante gli schermi metallici, con forti amplificazioni AF riesce assai difficile evitare che l'inconveniente si verifichi. Il solo mezzo idoneo è quello di collocare tra la prima e la seconda valvola un dispositivo che *cambi la frequenza* della tensione AF.

Questo principio è adottato in tutti gli apparecchi radio attuali, ad eccezione dei soli apparecchietti ad una o due valvole. È il principio del *cambiamento di frequenza* ossia è il principio della *supereterodina.*

Il cambiamento di frequenza.

Ciascuna stazione trasmittente irradia con una propria lunghezza d'onda, indicata in metri, alla quale corrisponde una certa frequenza, in chilocicli. Se trasmette, ad esempio, con l'onda di 300 metri, a tale onda corrisponde la frequenza di 1000 chilocicli. Ciò significa che per effetto della captazione dell'onda di 300 metri, all'entrata dell'apparecchio radio è presente la tensione oscillante alla frequenza di 1000 chilocicli.

La prima valvola amplifica tale tensione oscillante a 1000 chilocicli. Ad essa segue lo stadio cambiafrequenza, il quale cambia la frequenza di 1000 chilocicli in un'altra frequenza più bassa, per es. in quella di 465 chilocicli. La seconda valvola amplifica tale frequenza a 465 chilocicli. Se una parte

di tale frequenza a 465 chilocicli retrocede dopo l'amplificazione, e si presenta nel circuito d'antenna, tale retrocessione *non determina l'inconveniente della oscillazione dell'apparecchio.* Questo fatto è importantissimo, ed avviene poichè l'entrata dell'apparecchio è accordata a 1000 chilocicli, e quindi scarta senz'altro la tensione a 465 chilocicli.

Con il sistema del cambiamento di frequenza si è potuto aumentare l'amplificazione AF e quindi aumentare la sensibilità degli apparecchi radio, eliminando la necessità dell'antenna esterna.

L'inconveniente dell'oscillazione si verifica ancora se la tensione AF passa dall'uscita all'entrata della stessa valvola, ma in questo caso il pericolo è meno forte, poichè l'amplificazione è minore. Bastano i soliti schermi metallici e le apposite valvole pure schermate, ossia i moderni pentodi.

Nelle vecchie supereterodine lo stadio cambiafrequenza, detto anche *stadio convertitore di frequenza*, comprende due valvole, come indica la fig. 1.2.

Una di queste due valvole produce essa stessa una tensione oscillante, ossia una tensione AF, detta *tensione locale.* Il cambiamento di frequenza si ottiene semplicemente sovrapponendo le due tensioni AF, quella in arrivo con quella locale. Ciò avviene nell'interno di una delle due valvole, della *modulatrice* oppure *mescolatrice* o anche *sovrappositrice* o altrimenti.

La nuova frequenza della tensione AF in arrivo è eguale alla frequenza vecchia più o meno la frequenza della tensione locale. Per cambiare la frequenza della tensione AF in arrivo da 1000 a 465 chilocicli, basta che la frequenza della tensione locale sia di 1000 + 465 = 1465 chilocicli. Basta cioè che la frequenza della tensione locale sia di 1465 chilocicli, affinchè la frequenza della tensione AF in arrivo passi da 1000 a 465 chilocicli.

Sarebbe passata da 1000 a 465 chilocicli anche se la frequenza della tensione locale fosse stata di 1000 — 465 = = 535 chilocicli. Si adoperava, e si adopera, sempre la ten-

sione locale a frequenza superiore anzichè a frequenza inferiore, essendo più facile produrre quella superiore.

La media frequenza.

Dal cambiamento di frequenza deriva un altro importantissimo vantaggio; dopo di esso i condensatori variabili possono venir sostituiti da condensatori fissi.

Infatti, la nuova frequenza può essere *la stessa* per tutte le tensioni AF dovute alle stazioni emittenti ricevibili.

A tale scopo è sufficiente che la frequenza della tensione locale sia sempre superiore alle varie tensioni AF in arrivo nella stessa misura. Se, ad esempio, la nuova frequenza è di 465 chilocicli, basta che la frequenza della tensione AF locale sia di 465 chilocicli superiore a quella di qualsiasi tensione AF ricevibile.

Dovrà essere di 1 465 kc per convertire la frequenza da 1 000 kc in quella di 465 kc, come già detto, e dovrà essere di 10 465 kc per convertire la frequenza di 10 000 kc nella stessa frequenza di 465 kc.

Poichè tutte le frequenze in arrivo, dalla più bassa a 500 kc sino alla più alta a 25 000 kc, possono venir cambiate nella nuova frequenza di 465 kc, evidentemente i circuiti accordati della seconda parte dell'amplificatore AF possono essere fissi. I condensatori variabili possono venir sostituiti da condensatori fissi.

Essendo fissi i condensatori, i circuiti accordati possono essere due tra una valvola e l'altra, anzichè uno solo; e poichè la selettività dipende dal numero dei circuiti accordati, si ottiene in tal modo una più alta selettività, oltre ad altri vantaggi.

Nella fig. 1.2 in alto, si può osservare che dopo il cambiamento di frequenza vi sono due valvole amplificatrici alla nuova frequenza — V4 e V5 — e vi sono sei circuiti accordati a frequenza fissa, con condensatori fissi.

La nuova frequenza viene detta MEDIA FREQUENZA. Le

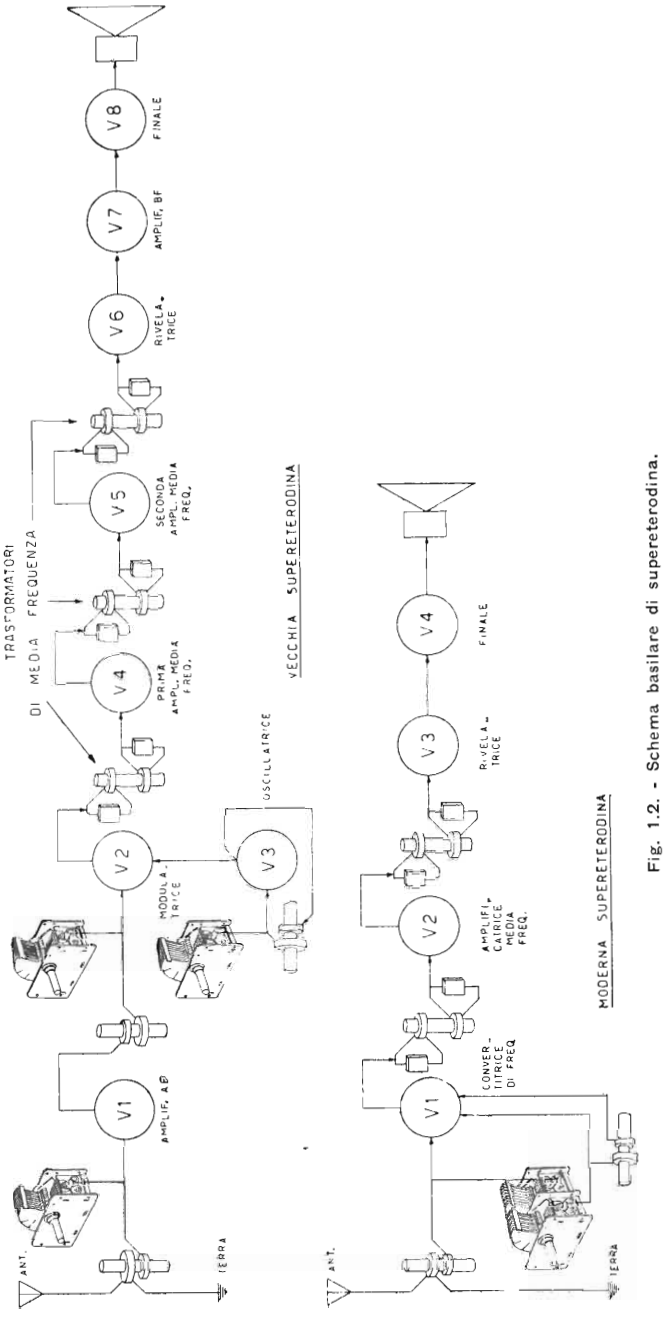


Fig. 1.2. - Schema basilare di supereterodina.

due valvole amplificatrici V4 e V5 sono dette *amplificatrici a media frequenza*, i circuiti accordati a frequenza fissa sono detti *circuiti a media frequenza*. Una coppia di due circuiti accordati a media frequenza forma un *trasformatore di media frequenza*.

Gli stadi dell'apparecchio supereterodina.

Nelle prime supereterodine erano necessarie due valvole per il cambiamento di frequenza, nelle supereterodine attuali invece è sufficiente una valvola sola che vien detta *convertitrice di frequenza*.

Inoltre, nelle prime supereterodine due valvole provvedevano all'amplificazione a media frequenza, come indica la fig. 1.2; nelle attuali invece è sempre presente una sola valvola amplificatrice media frequenza, come indica la stessa figura in basso.

Infine, nelle prime supereterodine i condensatori variabili erano separati, ciascuno provvisto della propria manopola di sintonia che occorreva regolare separatamente; nelle moderne supereterodine i condensatori variabili sono posti sullo stesso asse e sono perciò comandati insieme.

Inoltre, nelle moderne supereterodine vi è una valvola amplificatrice in alta frequenza soltanto in quelle di maggior costo; nelle normali, a cinque valvole, tale valvola non esiste. La prima valvola è la convertitrice di frequenza, la seconda l'amplificatrice media frequenza, la terza è la rivelatrice — che provvede anche alla prima amplificazione BF — la quarta è l'amplificatrice finale di potenza, collegata all'altoparlante. Viene quindi la rettificatrice che appartiene allo stadio di alimentazione.

Nella fig. 1.3 sono riassunti gli stadi che compongono l'apparecchio supereterodina tipico. Le onde radio determinano nel circuito d'antenna delle tensioni ad alta frequenza, corrispondente alla lunghezza d'onda delle onde radio stesse. Le onde radio sono modulate, ossia la loro ampiezza varia

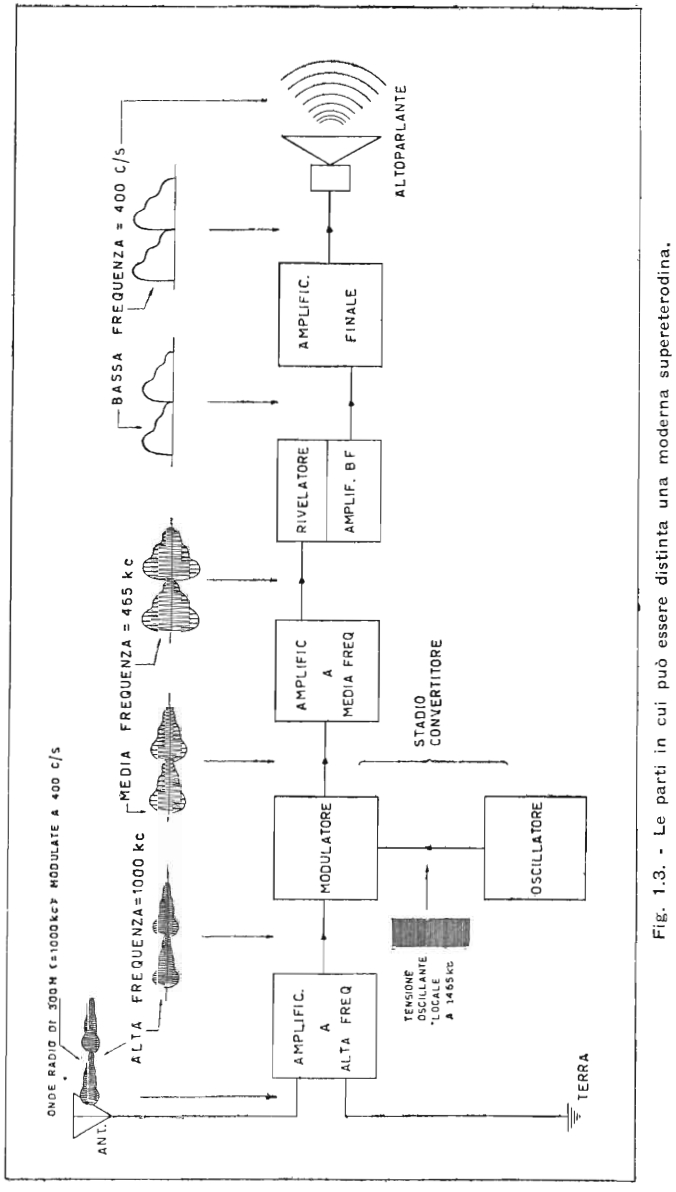


Fig. 1.3. - Le parti in cui può essere distinta una moderna supereterodina.

in modo corrispondente alla forma dell'onda sonora che esse convogliano, e che costituisce il SEGNALE.

Nella fig. 1.3 le onde radio e le corrispondenti tensioni ad alta frequenza sono indicate nello stesso modo.

Il circuito d'antenna è collegato all'entrata del primo stadio dell'apparecchio, lo stadio amplificatore ad alta frequenza — il quale, come detto, manca nelle supereterodine a cinque valvole, ed è presente in quelle a sei o più valvole. La prima valvola provvede alla amplificazione delle tensioni ad alta frequenza presenti alla sua entrata. Alla sua uscita sono presenti le stesse tensioni ad alta frequenza, ma di ampiezza maggiore. La frequenza e la forma rimangono costanti; aumenta soltanto l'ampiezza.

Segue lo stadio convertitore di frequenza, costituito da due parti distinte. Una di queste parti è lo *stadio oscillatore*, il cui compito è di generare la tensione oscillante locale, necessaria per il cambiamento di frequenza. L'altra parte è costituita dallo *stadio modulatore*, detto anche *sovrappositore* oppure *mescolatore*.

Nello stadio modulatore avviene la sovrapposizione della tensione ad alta frequenza in arrivo con la tensione oscillante locale, e per effetto di tale sovrapposizione, all'uscita dello stadio modulatore è presente la tensione a media frequenza. La forma d'onda di questa tensione a media frequenza è quella stessa della tensione ad alta frequenza prima della conversione. Ciò è di basilare importanza, e significa che la conversione di frequenza non influisce in alcun modo sulla forma dell'onda, ossia sul segnale. La forma dell'onda radio è quella stessa della tensione ad alta frequenza che essa produce nel circuito d'antenna, ed è quella stessa della tensione a media frequenza, all'uscita dello stadio modulatore. Se varia la forma d'onda vi è distorsione.

Segue lo stadio amplificatore a media frequenza, viene poi quello di rivelazione e di prima amplificazione bassa frequenza, e infine viene lo stadio finale di potenza. All'uscita dello stadio rivelatore è presente soltanto la « forma »

della tensione alta frequenza inizialmente prodotta dalle onde radio captate. Ossia è presente il solo segnale, sotto forma di tensione a bassa frequenza. L'alta frequenza ha consentito al segnale di giungere dalla stazione trasmittente all'apparecchio ricevente; in prossimità dell'altoparlante essa viene eliminata; passa avanti soltanto il segnale, che viene amplificato e inviato all'altoparlante.

Esempio di supereterodina moderna.

Lo schema tipico di una piccola supereterodina moderna è riportato dalla fig. 1.4.

All'entrata dell'apparecchio vi è il primo circuito accordato d'entrata, formato dalla bobina L1 e da una sezione, CV1, del condensatore variabile. Questo circuito accordato è collegato alla entrata della prima valvola, la convertitrice, e precisamente alla terza delle sue cinque griglie.

Alla stessa prima valvola è collegato il secondo circuito accordato, quello d'oscillatore costituito dalla bobina d'oscillatore, L2, e dalla seconda sezione, CV2, del condensatore variabile.

La bobina d'oscillatore ha induttanza minore della bobina d'entrata; la capacità della sezione del condensatore variabile è invece la stessa. Poichè per diminuire la capacità di un condensatore basta collegarlo in serie ad un altro, questa sezione del condensatore variabile è in serie con un condensatore fisso, detto *correttore* o padding. In tal modo il circuito d'oscillatore risulta costantemente accordato ad una frequenza superiore a quella della tensione AF in arrivo, come necessario.

Viene quindi il primo trasformatore di media frequenza formato da due circuiti accordati a frequenza fissa, dei quali uno è detto *primario*, collegato alla placca della prima valvola, e l'altro *secondario*, collegato alla prima griglia della valvola seguente.

L'amplificazione da parte della seconda valvola, l'am-

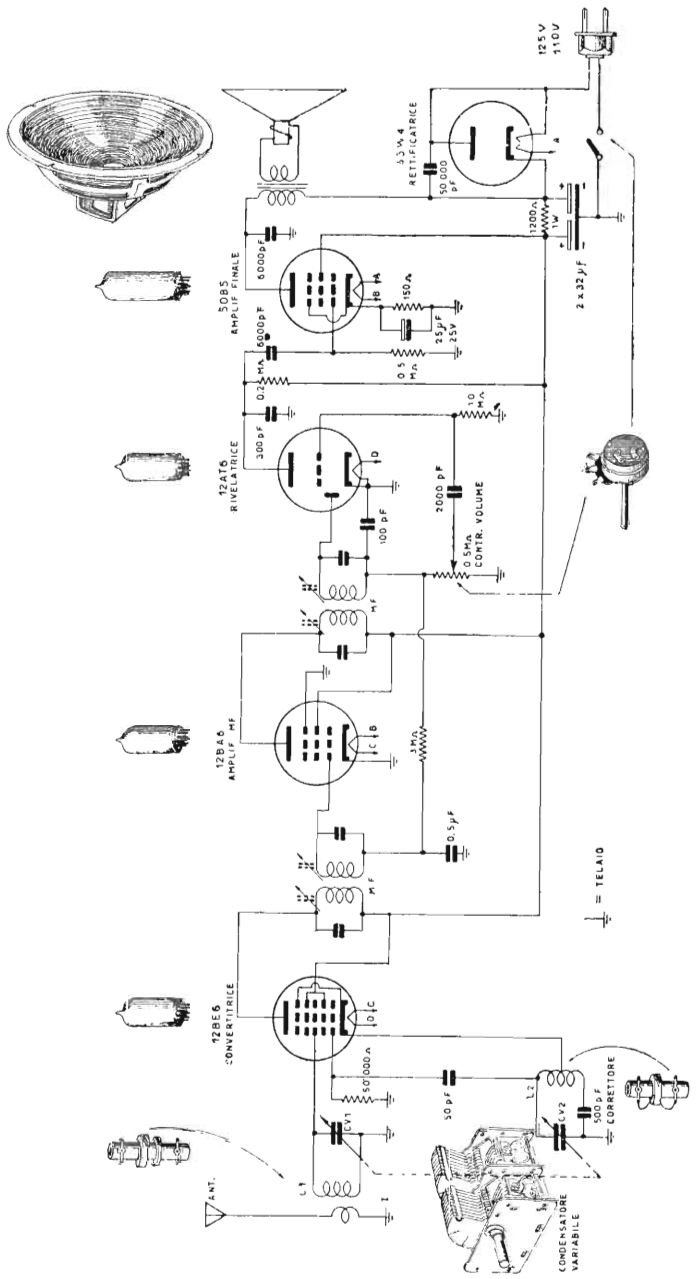


Fig. 1.4. - Schema completo di piccola supereterodina moderna.

plificatrice a media frequenza, non è costante per tutte le tensioni AF in arrivo, ma varia automaticamente. Le emittenti locali determinano all'entrata dell'apparecchio tensioni AF fortissime, che non è necessario amplificare molto; in tal caso la valvola amplifica poco. Le emittenti molto lontane determinano all'entrata dell'apparecchio tensioni AF debolissime, che è necessario amplificare al massimo, come effettivamente avviene.

A ciò provvede un semplicissimo dispositivo detto *controllo automatico di volume*, abbr. CAV.

Segue il secondo trasformatore di media frequenza, il cui secondario è collegato da un lato al diodo rivelatore della valvola seguente, la terza, e dall'altro alla resistenza variabile che agisce da *controllo di volume*. La regolazione è ottenuta con una manopolina esterna.

Il segnale è presente ai capi di tale resistenza variabile sotto forma di tensione bassa frequenza. Il lato di questa resistenza collegato alla base metallica dell'apparecchio, ossia al telaio, è positivo. L'altro lato è negativo, e ad esso è collegata l'uscita del secondario del primo trasformatore media frequenza, tramite la resistenza di 3 megaohm. Maggiore è il segnale, maggiore è tale tensione negativa e minore è l'amplificazione della valvola. Il condensatore di 0,5 microfarad serve a livellare la tensione, in modo che essa sia continua. È questo il circuito CAV.

La valvola rivelatrice contiene un triodo alla cui griglia giunge la tensione bassa frequenza prelevata dal controllo di volume. Esso è accoppiato alla valvola finale la quale, tramite il trasformatore d'uscita, fa giungere all'altoparlante la tensione BF amplificata.

Nello schema, sotto l'altoparlante è disegnata la quinta valvola dell'apparecchio, la rettificatrice, grazie alla quale è possibile fornire alle varie valvole la necessaria tensione continua utilizzando a tale scopo la tensione alternata della rete-luce.

La tensione alternata rettificata è presente tra il catodo di questa valvola e il telaio. Essa è applicata alla placca della valvola finale. Una resistenza di 1 200 ohm e due condensatori elettrolitici di 32 microfarad ciascuno provvedono a livellarla, sicchè dopo la resistenza è praticamente continua.

I filamenti delle cinque valvole sono collegati in serie e alimentati direttamente dalla tensione alternata della rete-luce. Poichè la tensione richiesta per l'accensione delle cinque valvole indicate è di 122,8 volt, l'apparecchio può venir collegato a reti-luce a 110 V o a 125 V. Per tensioni superiori è necessaria una resistenza riduttrice.

Condizioni tipiche di funzionamento di una moderna supereterodina.

La fig. 1.5 riassume panoramicamente le condizioni di funzionamento tipiche di una moderna supereterodina a sei valvole, con una valvola amplificatrice in alta frequenza. Tale valvola amplificatrice AF è accoppiata alla valvola seguente a resistenza-capacità.

Le varie amplificazioni della tensione alta frequenza prima e delle tensioni media e bassa frequenza poi, sono indicate nella figura. Si tratta di indicazioni pratiche, misurate con apposito strumento di misura, e con il controllo di volume al massimo.

Si può notare che dal circuito d'antenna all'entrata della prima valvola si verifica un'amplificazione del segnale di 3 volte, data la presenza del trasformatore AF d'entrata, costituito dalle due bobine accoppiate, e dal circuito accordato d'entrata, costituito da una di queste bobine più il condensatore variabile.

L'amplificazione da parte della prima valvola è di sole 5 volte, ciò soprattutto per l'accoppiamento a resistenza-capacità con la valvola seguente. Questa valvola, la seconda,

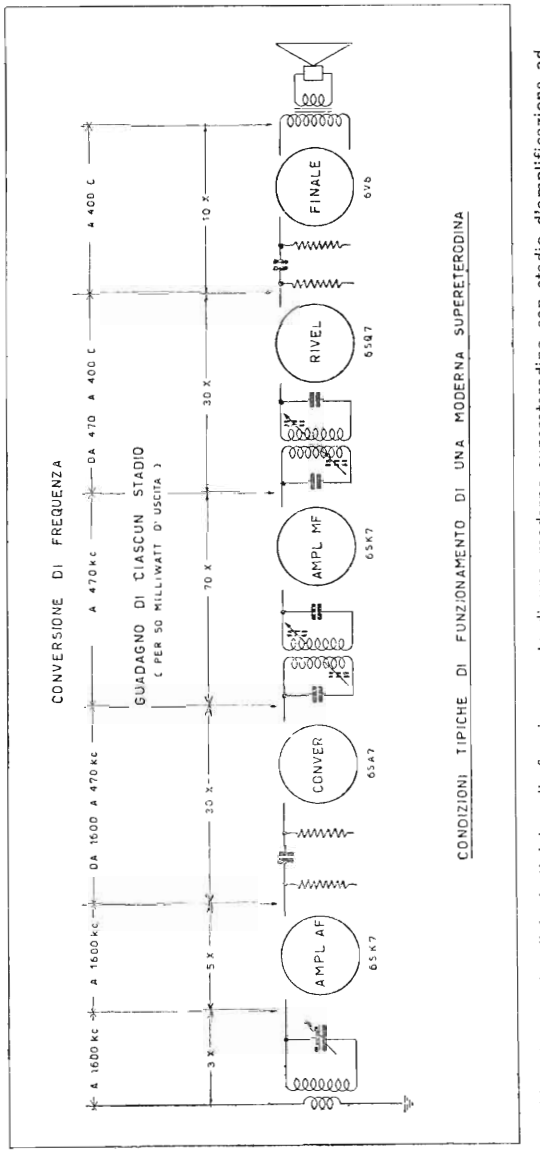


Fig. 1.5. - Condizioni tipiche di funzionamento di una moderna supereterodina con stadio d'amplificazione ad alta frequenza.

è la convertitrice ma anch'essa provvede all'amplificazione, che è di 30 volte. Segue la valvola amplificatrice media frequenza, alla quale è affidata la maggior amplificazione, quella di 70 volte.

Poichè per effetto del controllo automatico di volume l'amplificazione da parte delle varie valvole varia al variare dell'ampiezza della tensione AF presente all'entrata, le misure di amplificazione sono state effettuate applicando una tensione negativa fissa di — 3 volt a ciascuna di esse.

L'amplificazione delle tensioni AF e MF risulta essere complessivamente di $3 \times 5 \times 30 \times 70 = 31\,500$ volte.

S'intende che elevando la tensione negativa di griglia applicata alle tre valvole l'amplificazione complessiva sarebbe diminuita, e diminuendo la tensione negativa di griglia l'amplificazione sarebbe aumentata.

Con il controllo automatico di volume in funzione, la massima amplificazione si verifica in assenza di segnale, ossia durante la ricerca delle emittenti, tra una emittente e l'altra. In tal caso sono presenti soltanto i disturbi, i quali vengono fortemente amplificati. Non appena l'apparecchio è accordato su una emittente, l'amplificazione diminuisce e i disturbi o non si sentono, se si tratta della locale, o si sentono meno, se si tratta di una emittente lontana.

Non è opportuno che l'amplificazione complessiva da parte delle tre prime valvole superi un certo livello, poichè in tal caso l'apparecchio risulterebbe troppo sensibile ai disturbi e consentirebbe la ricezione di emittenti troppo lontane, le quali con la loro presenza potrebbero determinare disturbi di interferenza con le emittenti altrimenti ben ricevibili.

Il triodo amplificatore della valvola rivelatrice consente un'amplificazione che, tenuto conto del passaggio dall'alta alla bassa frequenza, è di 30 volte. La valvola finale amplifica solo 10 volte; complessivamente la tensione bassa frequenza viene amplificata $30 \times 10 = 300$ volte.

Le varie conversioni tipiche di frequenza sono pure indicate nella figura. L'esempio si riferisce ad una trasmittente a 1 600 kc, la quale trasmette una nota sonora di 400 cicli. L'apparecchio ricevente è sintonizzato su questa emittente, a 1 600 kc; la sua media frequenza è a 470 kc; il suo altoparlante riproduce la nota sonora a 400 cicli. La nota sonora a 400 cicli costituisce la forma d'onda della tensione ad alta frequenza a 1 600 kc, e quella della tensione a media frequenza a 470 kc.

CAPITOLO SECONDO

L'AMPLIFICAZIONE MF NELLE SUPERETERODINE

Come viene scelto il valore della media frequenza.

Il valore della media frequenza non è scelto a caso, ma in base a considerazioni di vario ordine, prima tra le quali quella del fenomeno d'*interferenza d'immagine*. Questo fenomeno costituisce l'inconveniente principale di tutti gli apparecchi supereterodina; esso è dovuto al fatto che il cambiamento di frequenza si verifica tanto se la frequenza d'oscillatore è superiore quanto se è inferiore a quella della tensione AF in arrivo.

Per effetto di questo fatto, l'apparecchio può ricevere due emittenti per volta, o anche la stessa emittente su due punti della scala.

La fig. 2.1 indica un esempio. Il valore della media frequenza è quello di 465 kc, e l'apparecchio è accordato alla frequenza di 510 kc. In queste condizioni esso può ricevere due stazioni contemporaneamente, quella a 510 kc sulla quale è accordato e l'altra a 1 440 kc, ciò perchè quest'ultima dista da quella desiderata DUE VOLTE IL VALORE DELLA MEDIA FREQUENZA.

Infatti, il doppio della media frequenza è 465 $\times$ 2 = = 930 kc; essendo la emittente desiderata a 510 kc, quella interferente è a 510 + 930 = 1 440 kc.

Rispetto alla emittente desiderata, la frequenza d'oscil-

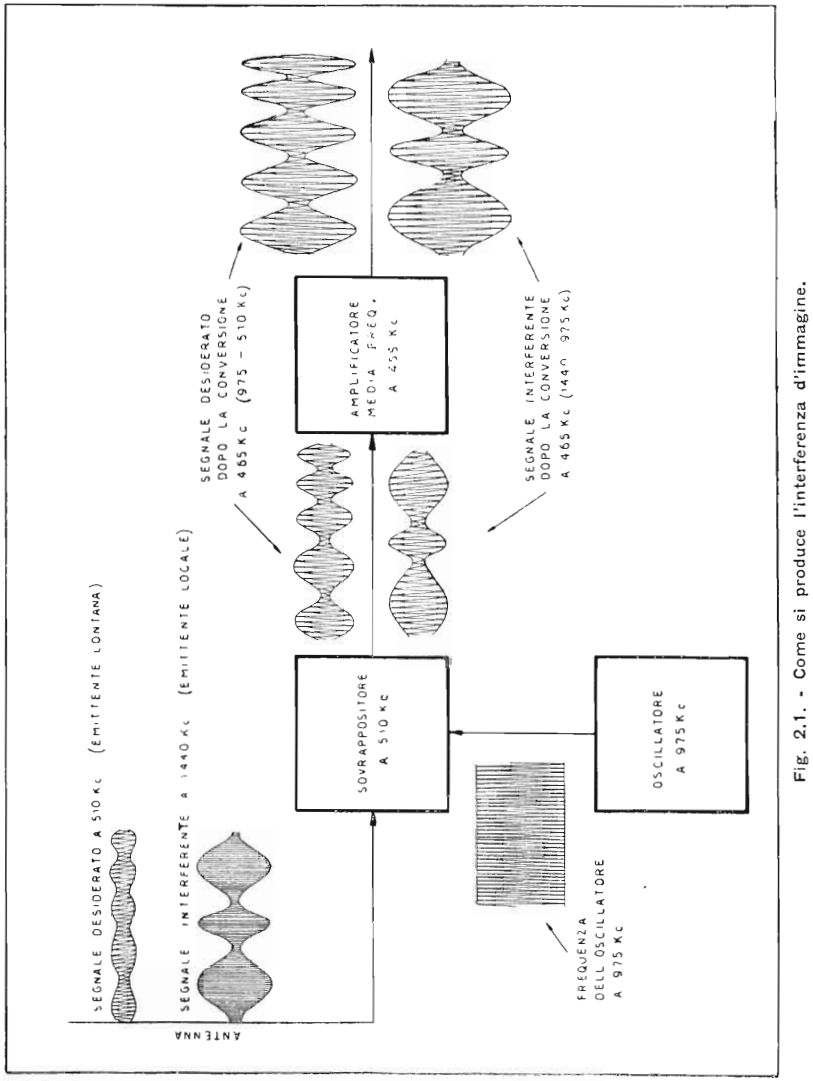


Fig. 2.1. - Come si produce l'interferenza d'immagine.

latore è *superiore* di 465 kc; rispetto alla interferente la frequenza d'oscillatore è *inferiore* di 465 kc. La frequenza d'oscillatore è, infatti, di 975 chilocicli.

Come conseguenza ambedue le emittenti, quella a 510 e quella a 1 440 kc, vengono convertite nella nuova frequenza di 465 kc, ed ambedue vengono amplificate dalla valvola a media frequenza.

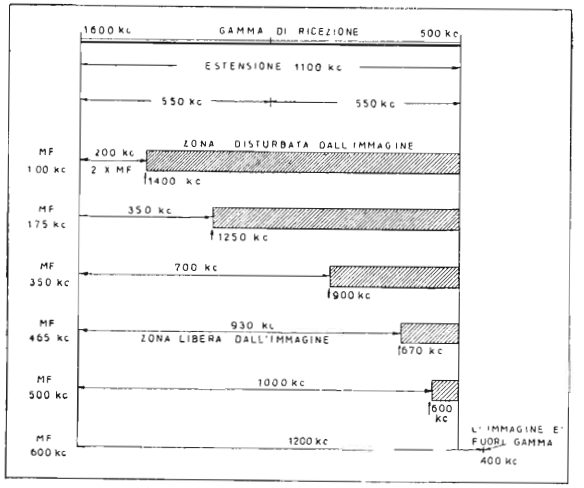


Fig. 2.2. - Più bassa è la media frequenza, più ampio è il tratto disturbato della gamma di ricezione.

Poichè però il circuito accordato d'entrata è sintonizzato sulla frequenza di 510 kc esso può respingere la frequenza di 1 440 kc, *a meno che non si tratti della frequenza della emittente locale o di una emittente vicina e molto forte.*

Per evitare l'inconveniente dell'interferenza d'immagine sarebbe necessario che il valore della media frequenza fosse un po' superiore alla metà della estensione della gamma di ricezione. Supponendo che tale gamma sia quella delle onde medie e vada da 500 kc a 1 600 kc, come nell'esempio fatto

in fig. 2.2, il valore della media frequenza dovrebbe essere di circa 600 kc. Infatti, l'estensione totale di tale gamma di ricezione è di 1 600 — 500 = 1 100 kc, e la metà di essa è di 550 kc, quindi la media frequenza dovrebbe essere di 580 kc o di 600 kc.

Se la media frequenza fosse di 600 kc, e se l'apparecchio fosse accordato alla frequenza di 1 600 kc, esso potrebbe venir disturbato da una emittente distante il doppio della media frequenza, ossia 1 200 kc. Tale emittente interferente si troverebbe a 400 kc, fuori gamma.

Qualora l'apparecchio venisse accordato all'estremo opposto della gamma di ricezione, a 500 kc, potrebbe venir disturbata soltanto da altra emittente a 500 + 1200 kc = = 1 700 kc, anche questa fuori gamma.

In pratica però non è possibile adoperare la media frequenza a 600 kc, *poichè tale frequenza cade dentro la gamma di ricezione onde medie.*

Occorre quindi un compromesso, ossia scegliere la media frequenza più alta possibile, ma non tanto da cadere nella gamma di ricezione onde medie. E poichè tale gamma ha inizio a 500 kc, non rimane che scegliere la media frequenza a 470 kc o circa.

Se venisse scelta una media frequenza molto bassa, per es. a 100 kc, come effettivamente avveniva nelle prime supereterodine, il tratto disturbato della gamma onde medie sarebbe vastissimo, come si può notare dalla fig. 2.2. Tutte le emittenti comprese tra 500 kc e 1 400 kc sarebbero più o meno disturbate, a seconda dell'ampiezza della tensione AF interferente.

Un tempo, quando era in uso la media frequenza di 100 kc o quella di 175 kc, tutte le supereterodine possedevano uno stadio di alta frequenza, inoltre quasi tutte possedevano due circuiti accordati all'entrata, costituenti lo stadio *preselettore*, ed in tal modo i circuiti accordati erano tre. Occorrevano quattro condensatori variabili, compreso quello d'oscillatore.

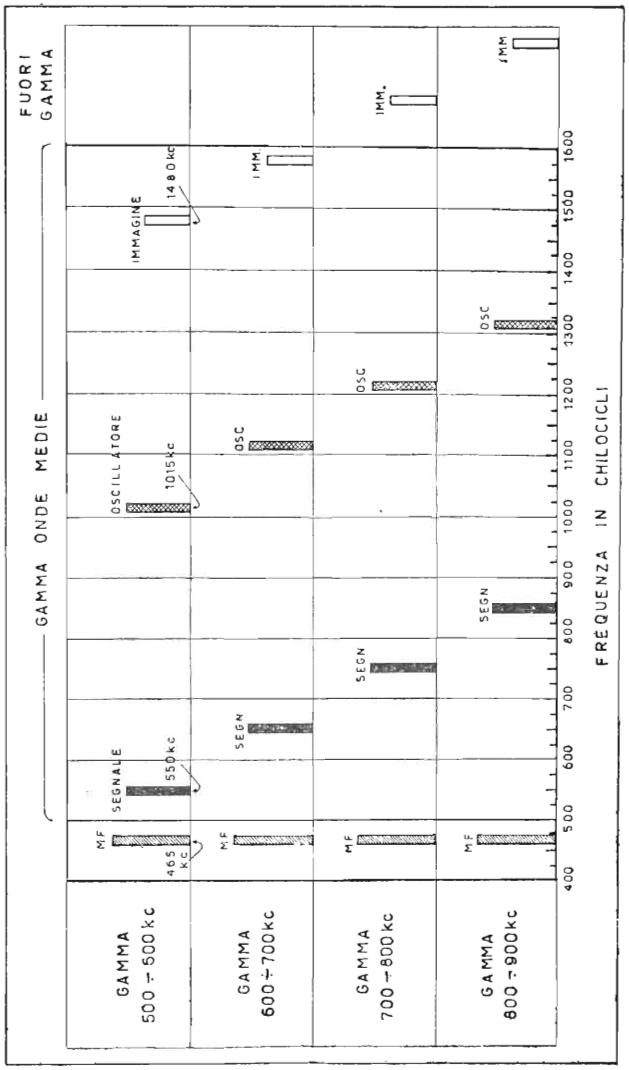


Fig. 2.3. - Frequenza del segnale, frequenza d'oscillatore e frequenza immagine per un dato valore della media frequenza.

La selettività del canale adiacente.

Elevare molto la media frequenza, portandola ad es. oltre l'estremo alto della gamma di ricezione, per esempio a 1 700 kc, non conviene per molte ragioni.

Minore è la media frequenza maggiore è, tra l'altro, la *selettività del canale adiacente*. Non ci si può preoccupare soltanto dell'interferenza d'immagine, occorre tener conto anche della interferenza principale, quella del canale adiacente. È necessario che l'apparecchio possa separare l'emittente sulla quale è accordato dalle emittenti presenti ai suoi lati, e che distano da essa di soli 9 kc.

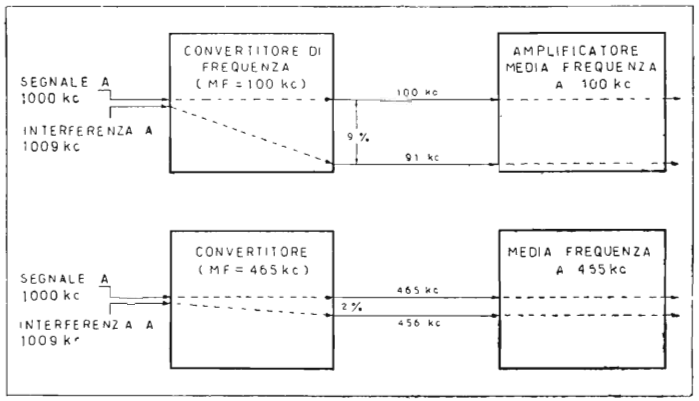


Fig. 2.4. - Con l'aumentare la media frequenza diminuisce la selettività del canale adiacente.

La fig. 2.4 indica un esempio che dimostra l'opportunità di tenere basso il valore della media frequenza. Infatti, se tale valore è di 100 kc, come indicato in alto nella figura, e se alla sua entrata sono presenti due tensioni AF, una a 1 000 kc e l'altra a 1 009 kc, la differenza percentuale tra queste due frequenze è di 0,9 %.

Infatti, essa è di $9 \times 100/1\,000 = 0{,}9$ %.

Per effetto della conversione di frequenza, questa percentuale aumenta molto, sale addirittura al 9 %. Essendo le due frequenze, dopo la conversione di 100 kc e di 91 kc la differenza tra di esse è sempre la stessa, di 9 kc, ma la percentuale è di 9 × 100/100 = 9 %.

È evidente che è assai più facile separare due emittenti distanti del 9 % di quanto non sia separare due emittenti distanti del 0,9 %. Questo è uno dei vantaggi principali della supereterodina, perciò le prime supereterodine erano provviste di medie frequenze molto basse, da 100 a 175 chilocicli.

Fortunatamente è possibile adoperare circuiti a media frequenza di elevata efficienza, ad alto fattore di merito (Q), con i quali adottare medie frequenze elevate, appunto tra 450 e 471,5 kc, ai quali corrisponde la percentuale di circa 2 %, con buona selettività del canale adiacente.

È questa la ragione dell'impiego preferenziale delle medie frequenze ad alto Q.

Azione selettiva degli stadi a media frequenza.

Il fatto che ciascun stadio d'amplificazione a MF comprenda *due circuiti accordati alla stessa frequenza* è di basilare importanza, ed è una caratteristica essenziale degli apparecchi supereterodina, caratteristica che mancava agli apparecchi precedenti. Ciascun stadio a MF ha due compiti: *a*) quello di trasferire da una valvola all'altra l'energia del segnale, *b*) quello di provvedere ad una sufficiente *azione selettiva* affinchè tale trasferimento avvenga per le sole frequenze comprese nel canale di ricezione, escludendo nettamente quelle dei due canali adiacenti, uno da un lato e l'altro dall'altro, del canale di ricezione. Se i due circuiti di ciascun stadio a MF, il primario e il secondario, non fossero accordati, come in *A*) di fig. 2,5, il trasferimento dell'energia del segnale avrebbe egualmente luogo, ma mancherebbe quasi del tutto l'azione selettiva, per cui sareb-

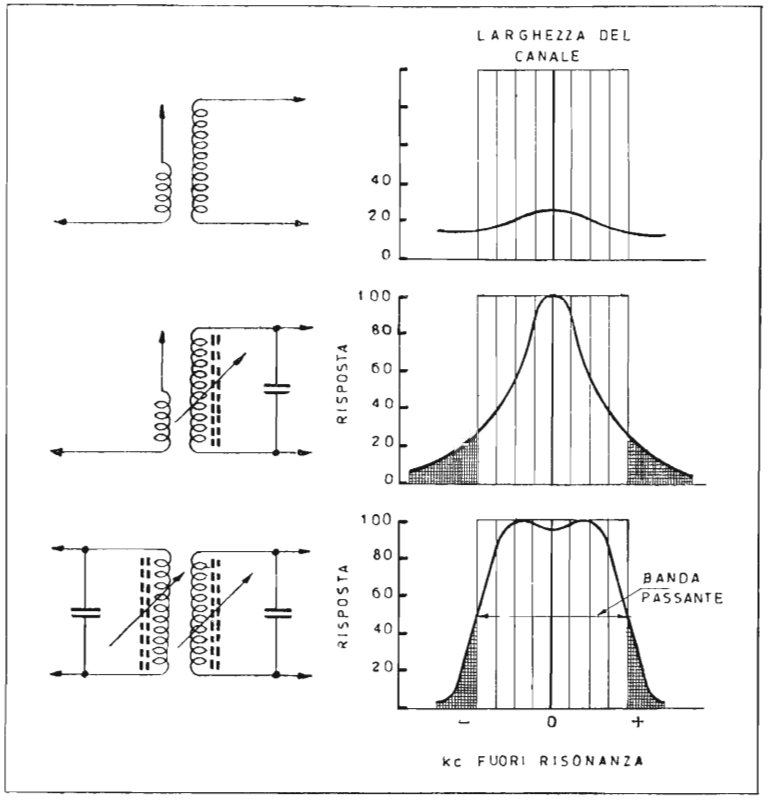


Fig. 2.5. - Circuiti di media frequenza e relative curve di selettività.

bero molti i canali di frequenza che potrebbero passare. La mancata azione selettiva degli stadi a MF dovrebbe venir compensata da circuiti accordati posti prima della valvola convertitrice di frequenza.

Se ciascuno dei due stadi d'amplificazione MF fosse provvisto di *un solo circuito accordato*, ad esempio il secondario,

essi adempirebbero ai due compiti richiesti, ma si verificherebbe l'inconveniente, della soppressione di una parte delle frequenze del canale di ricezione, e precisamente delle frequenze più elevate, con conseguente privazione delle armoniche superiori dei suoni e conseguente distorsione sonora. Ciò risulta evidente dalla curva di selettività in B) di fig. 2.5. È per questa ragione che gli apparecchi supereterodina sono sempre provvisti di almeno una valvola amplificatrice MF mentre sono spesso sprovvisti di una valvola amplificatrice AF. Se, infatti, si costruissero supereterodine con una valvola amplificatrice AF ma senza l'amplificatrice MF si dovrebbe rinunciare al vantaggio derivante dai trasformatori MF, provvisti di due circuiti accordati alla stessa frequenza. Uno dei due trasformatori MF verrebbe sostituito da un trasformatore AF con un solo circuito accordato. Non ne risulterebbe una minore selettività, ma ne risulterebbe una riproduzione sonora più distorta.

L'importanza degli stadi a MF comprendenti due circuiti dipende molto dal *grado di accoppiamento* dei due circuiti. La curva di selettività indicata in C) di fig. 2.5 è indubbiamente molto migliore di quella indicata in B), essendo più netto il taglio dei canali adiacenti ed essendo minore la spogliazione delle frequenze elevate del canale di ricezione.

Accoppiamento dei circuiti a media frequenza.

I due circuiti accordati di ciascun stadio MF sono generalmente accoppiati per mutua induzione delle rispettive bobine, per cui il grado di accoppiamento può venir modificato variando la distanza a cui tali bobine si trovano. Se, come in A) di fig. 2.6, le due bobine sono molto lontane, l'accoppiamento è minimo, ossia è molto lasco; in tal caso l'intensità di corrente indotta nel secondario è molto piccola, ed al variare della frequenza del segnale essa varia secondo la curva *A*, che è simile a quella ottenibile con un solo circuito accordato.

Se, come in B) le due bobine sono meno distanti, il grado di accoppiamento aumenta, quindi aumenta pure l'intensità della corrente presente nel circuito secondario. Se le due bobine vengono ancora avvicinate, come in C) l'intensità della corrente aumenta essa pure. Ad un certo punto tale intensità di corrente raggiunge il massimo valore; esso non aumenta più con l'aumentare del grado di accoppiamento. Il minimo accoppiamento sufficiente per determinare la massima corrente nel circuito secondario è detto *critico*. Diminuendo tale grado di accoppiamento, il guadagno dello stadio diminuisce; aumentandolo, il guadagno dello stadio non aumenta.

Benchè l'aumento dell'accoppiamento dei due circuiti accordati oltre al critico non abbia importanza sull'intensità della corrente nel secondario, esso ha però molta importanza sulla forma della curva di selettività. Essa infatti tende in un primo tempo ad appiattirsi e quindi a dividersi in due parti, formando due creste le quali vanno sempre più accentuandosi e distanziandosi a mano a mano che l'accoppiamento diventa più stretto, determinando una sella sempre più profonda, come in D) e in E). Regolando l'accoppiamento un po' oltre al critico, è possibile appiattire la sommità della curva di selettività, in modo da conservare una sufficiente selettività dei canali adiacenti ma eliminando lo svantaggio della attenuazione delle frequenze elevate del segnale da amplificare. I due circuiti accordati formano in tal modo un *filtro di banda*.

La distanza tra le due bobine alla quale corrisponde l'accoppiamento critico dipende dal fattore di qualità, ossia dal *fattore di merito* (Q) dei due circuiti accoppiati; maggiore è tale fattore, maggiore è pure la distanza tra le due bobine a cui viene raggiunto il critico. Con circuiti ad alto fattore di merito, strettamente accoppiati, si ottengono curve con creste molto distanziate e profonde, ad *orecchie di co-*

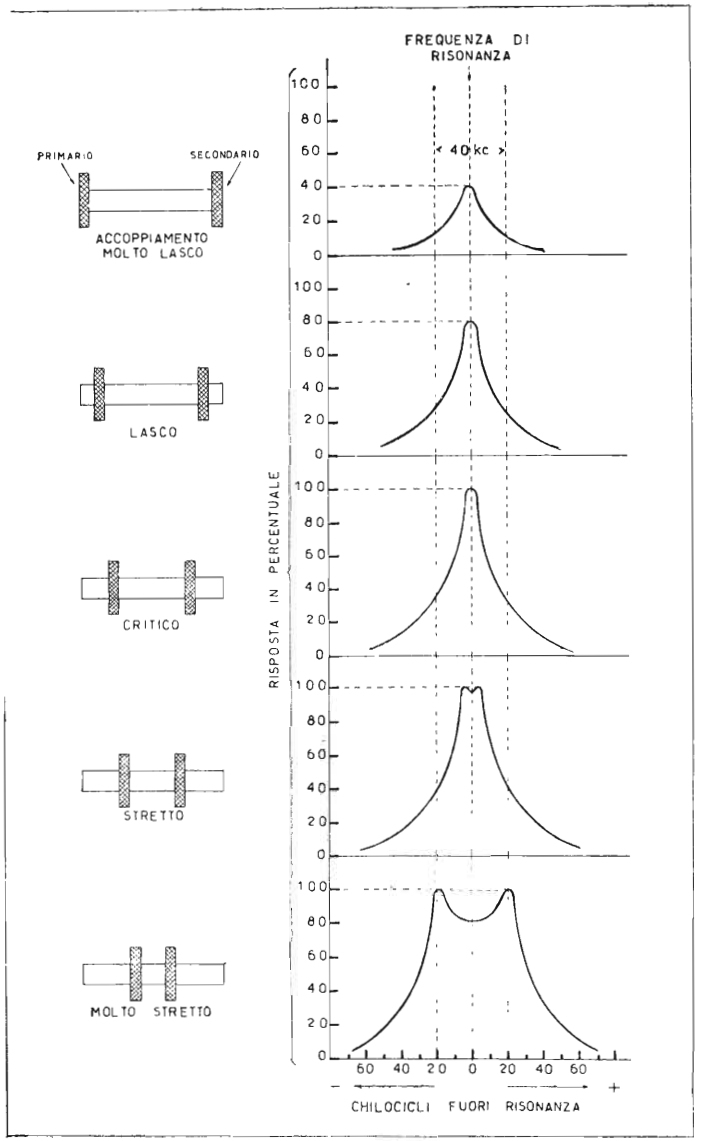


Fig. 2.6. - Come varia la curva di selettività al variare dell'accoppiamento.

niglio. Con curve simili, ciascuna emittente viene intesa in due punti affiancati della scala parlante. Le creste sono dovute alla reazione del circuito secondario sul primario.

L'effetto di due stadi a MF, posti uno di seguito all'altro, come sempre avviene, è di *diminuire la larghezza della banda passante*, ossia di accentuare la selettività. Se, ad esempio, la larghezza della banda passante di un trasformatore di MF è di 12 kc, quella dell'amplificatore MF, comprendente due trasformatori di MF, può essere di 8 kc.

La larghezza della banda passante è di 9 kc negli apparecchi normali, da 3 a 6 kc negli apparecchi da comunicazione, di 150 kc negli apparecchi a frequenza modulata, di 4 500 kc negli amplificatori MF-visione degli apparecchi TV e di 100 kc negli amplificatori MF-suono degli stessi apparecchi.

Il grado di accoppiamento critico corrispondente ad un dato trasformatore MF lo si trova con l'equazione:

$$kc = \frac{1}{\sqrt{Q_1 \times Q_2}}$$

dove k_c è il grado di accoppiamento critico, Q_1 il fattore di merito del primario e Q_2 quello del secondario.

Guadagno dello stadio MF.

La tensione MF da amplificare è presente all'entrata della valvola MF; quella amplificata è presente ai capi del secondario del secondo trasformatore MF. Il *guadagno dello stadio MF* indica di quante volte sia stata amplificata la tensione MF, ed è dato dal rapporto tra la tensione MF amplificata e quella da amplificare. Se, ad esempio, la prima fosse di 1,8 millivolt e la seconda di 12 microvolt, il guadagno dello stadio MF sarebbe di 150, poichè 1 800 : 12 = 150.

Il guadagno dello stadio varia a seconda della am-

piezza della tensione MF da amplificare, presente all'entrata della valvola MF, ed è massimo quando tale tensione è minima, mentre è minimo quando l'ampiezza della ten-

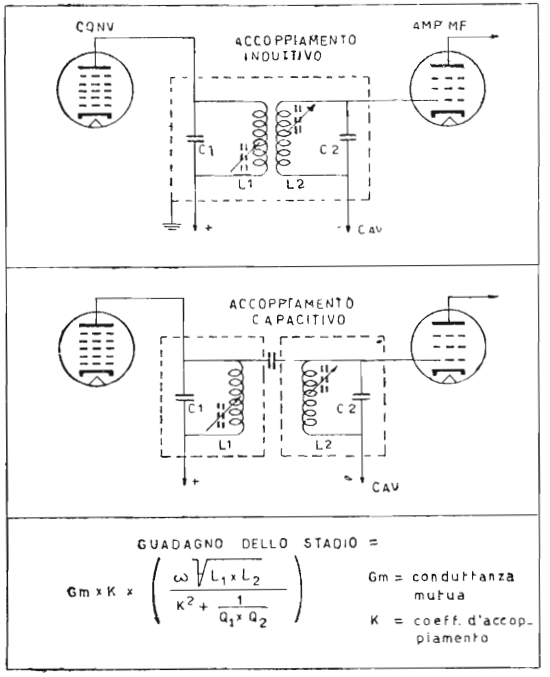


Fig. 2.7. - Tipi di accoppiamento MF e guadagno dello stadio.

sione MF da amplificare è molto grande, essendo dovuta ad una delle emittenti locali. Per una data tensione MF di entrata, il guadagno dello stadio MF dipende dal tipo di valvola, dalle tensioni anodiche e dalla tensione negativa di griglia, dall'azione del controllo automatico di volume,

dal grado di esaurimento della valvola stessa, dal secondo trasformatore di MF, e particolarmente dal grado di accoppiamento tra le sue bobine, dall'induttanza e dal fattore di merito delle stesse, dall'allineamento dei due circuiti e da altri fattori minori.

La fig. 2.7 indica la formula generale teorica per il calcolo dello stadio MF. La pulsazione ω corrisponde a $2\pi f$, ed f s'intende in megacicli; le induttanze s'intendono in microhenry e la conduttanza mutua della valvola in mho.

CAPITOLO TERZO

LA SINTONIA NELLE SUPERETERODINE

La sintonia a comando unico.

Comandare con una sola manopola il condensatore variabile del circuito d'entrata e quello del circuito d'oscillatore offre una certa difficoltà, appunto per le diverse gamme di frequenza di questi due circuiti. Ciò risulta evidente se si tiene conto del diverso *rapporto di frequenza* di tali gamme.

L'estensione della gamma del circuito d'entrata è di 1500 — 500 = 1000 kHz. L'estensione della gamma del circuito oscillatore è di 1950 — 950 = 1000 kHz. Le due estensioni di frequenza sono le stesse. I rapporti di frequenza sono invece diversi.

Il rapporto di frequenza del *circuito d'entrata* è il seguente:

$$\frac{\text{frequenza massima}}{\text{frequenza minima}} = \frac{1500}{500} = 3.$$

Il rapporto di frequenza del *circuito oscillatore* è invece il seguente:

$$\frac{\text{frequenza massima}}{\text{frequenza minima}} = \frac{1950}{950} = 2{,}05.$$

Il rapporto di frequenza è molto importante poichè da esso dipende il *rapporto di capacità*, e dal rapporto di capacità dipende la capacità massima del condensatore variabile. Infatti:

$$\text{rapporto di capacità} = \frac{\text{variazione totale di capacità}}{\text{capacità residua}}$$

La *variazione totale di capacità* (C_{vt}) è data dalla capacità massima del variabile meno la capacità minima. Se la massima è di 500 pF e la minima è di 20 pF, la variazione totale di capacità è di 500 — 20 = 480 pF.

La *capacità residua*, o *capacità zero*, consiste nell'insieme di tutte le altre capacità presenti nel circuito accordato, particolarmente quelle del condensatore di fondo, quando c'è, del compensatore, nonchè della *capacità aggiuntiva* e della capacità minima del condensatore variabile.

La *capacità aggiuntiva* è quella dei collegamenti, dei contatti delle basette, ecc., ossia è la capacità dei componenti il circuito compresa quella dei resistori e degli stessi condensatori fissi rispetto al telaio. È da 20 a 40 pF negli apparecchi senza commutatore di gamma, per sole onde medie, e da 30 a 50 pF negli apparecchi plurigamma, data la presenza del commutatore e dei collegamenti più lunghi.

La capacità residua è la capacità minima dell'intero circuito accordato, quando il condensatore variabile si trova con le lamine completamente all'esterno, ossia in posizione di capacità minima.

È la capacità residua che determina la frequenza massima di accordo con una bobina di una data induttanza.

Supponendo che la capacità aggiuntiva, compresa la minima del compensatore, sia di 40 pF, dato che la capacità minima del variabile è di 20 pF, la capacità residua del circuito, o capacità zero, è di 60 pF.

Poichè la variazione totale di capacità è di 480 pF e la capacità residua è di 60 pF, risulta:

$$\text{rapporto di capacità} = \frac{480}{60} = 8.$$

Tra il rapporto di frequenza e il rapporto di capacità esistono le seguenti relazioni:

$$1)\ \text{rapporto di capacità} = \left(\frac{\text{frequenza massima}}{\text{frequenza minima}}\right)^2 - 1.$$

$$2)\ \text{rapporto di frequenza} = \sqrt{\text{rapporto di capacità} + 1}.$$

Nel caso dell'esempio fatto, in cui il circuito d'entrata copre la gamma da 500 a 1500 kHz, il rapporto di capacità necessario è il seguente:

$$\text{rapporto di capacità} = \left(\frac{1500}{500}\right)^2 - 1 = 8.$$

Tab. I. - ALCUNI RAPPORTI DI FREQUENZA E DI CAPACITÀ

Rapporto di frequenza (n)	Rapporto di capacità (m)	Rapporto di frequenza (n)	Rapporto di capacità (m)
1	0	2,30	4,29
1,05	0,10	2,35	4,52
1,10	0,21	2,40	4,76
1,15	0,32	2,45	5,00
1,20	0,41	2,50	5,25
1,25	0,56	2,55	5,50
1,30	0,69	2,60	5,76
1,35	0,82	2,65	6,02
1,40	0,96	2,70	6,29
1,45	1,10	2,75	6,56
1,50	1,25	2,80	6,84
1,55	1,40	2,85	7,12
1,60	1,56	2,90	7,41
1,65	1,72	2,95	7,70
1,70	1,89	3,00	8,00
1,75	2,06	3,05	8,30
1,80	2,24	3,10	8,61
1,85	2,42	3,15	8,92
1,90	2,61	3,20	9,24
1,95	2,80	3,25	9,56
2,00	3,00	3,30	9,89
2,05	3,20	3,35	10,22
2,10	3,41	3,40	10,56
2,15	3,62	3,45	10,90
2,20	3,84	3,50	11,25
2,25	4,06		

Con un condensatore variabile da 20 a 500 pF, e con una capacità residua di 60 pF, si ottiene appunto un rapporto di capacità eguale a 8, corrispondente al rapporto di frequenza eguale a 3.

Ossia se il valore della bobina d'induttanza è tale da far iniziare la gamma a 500 kHz, con un condensatore variabile da 20 a 500 pF e con una capacità residua di 60 pF, la gamma avrà termine a 1500 kHz.

Se la capacità minima del variabile fosse stata di 15 pF e la massima di 400 pF, la variazione totale di capacità sarebbe stata di 385 pF, e in tal caso, con la residua di 60 pF, il rapporto di capacità sarebbe stato di 6,41, e il rapporto di frequenza risulterebbe da:

$$\sqrt{6{,}41 + 1} = 2{,}72.$$

Iniziando la gamma a 500 kHz, essa non avrebbe avuto fine a 1500, come richiesto, bensì a $500 \times 2{,}72 = 1360$ kc/s.

La riduzione del rapporto di capacità.

Il rapporto di frequenza del circuito oscillatore è di 2,05 nell'esempio fatto. Il rapporto di capacità corrispondente a tale rapporto di frequenza è dato da:

$$2{,}05^2 - 1 = 3{,}20.$$

La residua essendo di 60 pF, si può calcolare facilmente quale dovrà essere la variazione totale di capacità, visto che:

variazione totale di capacità = capacità residua × rapporto di capacità.

Ossia:

$$60 \times 3{,}20 = 192 \text{ pF}.$$

Ad una variazione totale di capacità di 192 pF corrisponde, in media, una capacità minima di 18 pF, quindi una massima di $192 + 18 = 210$ pF.

Mentre per il circuito accordato d'entrata è necessario un condensatore variabile da 20 a 500 pF, per quello d'oscilla-

tore è invece necessario un variabile da 18 a 210 pF. In pratica i due condensatori sono eguali, della capacità richiesta dal circuito d'entrata.

Invece di adoperare un condensatore variabile da 20 a 500 pF, ed un altro variabile da 18 a 210 pF, se ne adoperano due da 20 a 500 pF, collocando in serie a quello del circuito d'oscillatore un condensatore fisso di capacità adeguata alla necessaria riduzione di capacità. È questo il *correttore* o *padding*, detto anche *condensatore di passo*.

Il condensatore necessario risulterebbe dalla formula:

$$\frac{500 \times 210}{500 - 210} = 362 \text{ pF.}$$

Sembra basti collegare in serie al variabile dell'oscillatore un condensatore di 362 pF per ridurre la sua capacità massima da 500 a 210 pF. *Ciò vale soltanto per la capacità massima.* Per qualsiasi altra capacità del variabile ciò non vale più. Supponendo che a metà rotazione la capacità del variabile sia di 102 pF, e che per quella d'oscillatore siano invece necessari 70 pF, utilizzando la formula suddetta risulterebbe necessario un correttore di 223 pF e non di 362 pF.

Per ovviare a questo inevitabile inconveniente sarebbe necessario utilizzare per il correttore un altro *condensatore variabile*, ma ciò comporterebbe una maggior complicazione e un maggior costo.

L'azione del correttore è notevole quando la capacità del variabile è massima, ossia nella metà inferiore della gamma. È invece modesta nell'altra metà della gamma, e praticamente trascurabile all'altro estremo della gamma, quando il condensatore variabile è a capacità minima. Infatti il condensatore fisso di 362 pF in serie al variabile di 500 pF ne riduce la capacità a 210 pF; ma quando il condensatore è nella posizione minima, e la sua capacità è di 20 pF, il condensatore di 362 pF riduce la capacità da 20 a 18,9 pF.

Estremi e punti di coincidenza.

La capacità del variabile che si prende in considerazione per calcolare il valore del correttore è quella che corrisponde al *punto padding* o *punto correttore* o *punto basso di allineamento.*

Per trovare il punto padding si cerca anzitutto il *punto centrale*, detto anche *punto bobina*, che si ottiene sommando le due frequenze estreme e dividendo per due. Nel caso dell'esempio, essendo tali frequenze di 500 e 1500 kHz, il punto centrale è a 1000 kHz.

Si tien quindi conto dell'estensione di ciascuna metà della gamma, che nell'esempio fatto è di 500 kHz. La si moltiplica per la metà della radice di 3, ossia per 0,86. Nel caso dell'esempio risulta: $500 \times 0{,}86 = 430$ kHz. Questa è la distanza che separa dal centro il punto padding. Poichè il centro è a 1000 kHz, il punto padding si trova a 570 kHz, ossia a $1000 - 430$.

Nello stesso modo si trova il *punto trimmer* o *punto compensatore* o *punto alto di allineamento.* Basta aggiungere alla frequenza centrale quella trovata, ossia $1000 + 430 = 1430$ kHz.

Riassumendo:

estremo alto	1500 kHz
punto trimmer	1430 kHz
punto centrale	1000 kHz
punto padding	570 kHz
estremo basso	500 kHz

Stabilito il punto padding, per calcolare il valore del condensatore fisso da collocare in serie al variabile dell'oscillatore, ossia il valore del padding, occorre prima stabilire:

a) quale sia la capacità del variabile nel punto padding;

b) quale dovrebbe essere la capacità del variabile al punto padding.

Nell'esempio fatto si è tenuto conto dell'estremo basso della gamma (500 kHz) e quindi della capacità massima del variabile (500 pF) e si è trovato che a questo estremo la capacità del variabile avrebbe dovuta essere ridotta a 210 pF, mediante un padding di 362 pF.

È detto nel cap. IV come si trova e quale sia la capacità del variabile al punto padding, e come si calcola la riduzione necessaria di capacità.

Allineamento con la scala parlante.

Scopo principale del padding è di allineare il circuito oscillatore con la scala parlante del ricevitore. È lo stadio oscillatore che determina la ricezione delle varie emittenti, e non il circuito d'entrata. È quindi soltanto dalla gamma del circuito oscillatore che dipende la gamma di ricezione, e non da quella del circuito d'entrata. E poichè la gamma d'oscillatore dipende dal valore del padding, è dal padding che dipende la posizione delle emittenti sulla scala parlante.

Variando il valore del padding si varia il rapporto di capacità, e in tal modo anche il rapporto di frequenza.

Se il padding ha un valore troppo piccolo, risulta eccessiva la riduzione di capacità del variabile, e quindi troppo basso il rapporto di capacità. Nell'esempio fatto il rapporto di capacità doveva essere di 3,20. Un padding troppo piccolo avrebbe potuto ridurre tale rapporto per esempio a 2. In tal caso il rapporto di frequenza sarebbe stato di:

$$\sqrt{2+1} = 1{,}73.$$

La gamma d'oscillatore ha per estremi 950 a 1950 kHz, ma con rapporto di frequenza di 1,73 sarebbe invece andata da 950 a $950 \times 1{,}73 = 1643$ anzichè a 1950 kHz. La gamma di ricezione sarebbe stata in tal caso:

gamma oscillatore . .	da 950	a	1643	kHz
media frequenza . .	450		450	kHz
gamma di ricezione .	da 500	a	1193	kHz

Al posto della gamma corretta da 500 a 1500 kHz si avrebbe avuto quella da 500 a 1193 kHz. Molte emittenti sarebbero rimaste « fuori scala ».

Se, al contrario, il valore del padding fosse stato troppo grande, tale da ridurre troppo poco la capacità del variabile, determinando così un rapporto di frequenza troppo alto, per esempio di 5 invece di 3,20, la gamma di ricezione sarebbe stata troppo estesa.

Infatti, il rapporto di capacità di 5 determina quello di frequenza di $\sqrt{5+1} = 2{,}45$ circa, al posto del rapporto di frequenza corretto di 2,05.

Anzichè andare da 950 a 1950 kHz, la gamma d'oscillatore sarebbe andata da 950 a $950 \times 2{,}45 = 2327{,}5$ kHz. La gamma di ricezione sarebbe stata la seguente:

gamma d'oscillatore . .	da 950	a	2327,5	
media frequenza . . .	450		450	
gamma di ricezione . .	da 500	a	1877,50	

Anzichè andare da 500 a 1500 kHz, la gamma di ricezione sarebbe andata da 500 a 1877,50 kHz. Questo non è un vantaggio, come potrebbe sembrare a prima vista, poichè il circuito d'entrata non può coprire la gamma da 500 a 1877,50 kHz.

Il risultato pratico in tal caso è che una parte della scala rimane vuota, mentre le emittenti si raggruppano verso l'estremo a frequenza bassa; non solo, ma la selettività e la sensibilità risultano minori, dato che il circuito accordato d'entrata si trova allineato con quello d'oscillatore solo all'estremo basso. In tutti gli altri punti della scala vi è uno scarto di frequenza che va aumentando sempre più verso l'estremo alto.

Il valore eccessivo del padding determina una eccessiva estensione di gamma dell'oscillatore, ma tale eccessiva estensione può venir facilmente ridotta con un condensatore fisso di capacità adeguata, posto in parallelo al circuito oscillatore.

L'eccessiva capacità del condensatore fisso in serie (padding) può venir compensata da un altro in parallelo.

Infatti, la capacità del padding essendo eccessiva non riduce abbastanza la variazione totale di capacità del circuito, in altri termini non riduce abbastanza il rapporto di capacità. Però il rapporto di capacità non dipende soltanto dalla variazione totale di capacità, bensì anche dalla capacità residua del circuito. Basta aumentare la capacità residua per ottenere il rapporto di capacità richiesto. pur essendo eccessivo il valore del padding.

VARIAZIONE DELLA RESIDUA

Nell'esempio fatto il rapporto di capacità del circuito oscillatore doveva essere di 3,20 anzichè di 8. La capacità residua era di 60 pF, perciò la variazione totale di capacità avrebbe dovuto essere di $60 \times 3{,}20 = 192$ pF, anzichè di 480 pF. Ciò si ottiene con un padding di valore adeguato. Se però il padding avesse ridotto la variazione totale di capacità anzichè da 480 a 192, da 480 a 240, sarebbe bastato aumentare la capacità residua. Infatti $240 : 3{,}20 = 75$ pF, dunque basta elevare la residua da 60 a 75 pF, ciò che si ottiene con la semplice aggiunta in parallelo al circuito di un condensatore fisso, detto *condensatore di fondo*, o anche *compensatore in parallelo*.

Se il padding fosse stato tanto grande da non ridurre affatto la variazione totale di capacità (ossia se non fosse presente) la variazione totale di capacità sarebbe evidentemente rimasta quella che era, 480 pF. In questo caso sarebbe bastato aumentare la capacità residua in modo adeguato. Avrebbe dovuto essere di $480 : 3{,}20 = 150$ pF, perciò il condensatore fisso in parallelo avrebbe dovuto essere di 90 pF. Non è dunque necessario il padding, basta un fisso in parallelo.

Se il padding viene sostituito con un condensatore fisso in parallelo, non è più possibile allineare il circuito d'oscillatore al punto basso (570 kHz) della gamma di ricezione.

Viceversa, se viene eliminato il condensatore in parallelo, con un padding di valore esattamente quello richiesto, non è più possibile allineare il circuito al punto alto (1430 kHz) della gamma di ricezione.

DOPPIO ALLINEAMENTO

Affinchè sia possibile allineare il circuito d'oscillatore sia al punto basso che al punto alto è necessario che siano presenti tanto il padding quanto il condensatore in parallelo. La capacità del padding deve essere eccessiva, in modo da consentire la presenza del condensatore in parallelo. La capacità del condensatore in parallelo deve essere insufficiente, in modo da consentire la presenza del condensatore fisso in serie, il padding.

ESEMPI PRATICI

Inoltre il padding non deve essere fisso, ma semifisso; e il condensatore in parallelo non deve neppure essere fisso, ma semifisso. Ossia, dato che il padding ha un valore intorno a 500 pF, è necessario che esso sia costituito da un condensatore fisso per es. di 400 pF in parallelo con altro semifisso, regolabile per es. da 40 a 200 pF, come in fig. 3.1.

Il condensatore in parallelo può essere costituito da un compensatore regolabile per es. da 3 a 30 pF come in alcuni ricevitori, oppure da 4 a 50 pF come in altri. Può anche essere costituito da un compensatore con un condensatore fisso in parallelo. Anzichè utilizzare un compensatore da 4 a 50 pF, di dimensioni notevoli, si può utilizzarne uno da 3 a 30 pF in parallelo con altro di 20 pF.

Padding fisso e induttanza variabile.

In molte supereterodine recenti la bobina d'oscillatore è provvista di nucleo magnetico regolabile, ciò che consente la eliminazione della parte regolabile del padding, ossia del

cosidetto *compensatore di passo*. Il correttore è costituito da un condensatore fisso. Dato che la variazione dell'induttanza della bobina mediante la regolazione del nucleo magnetico

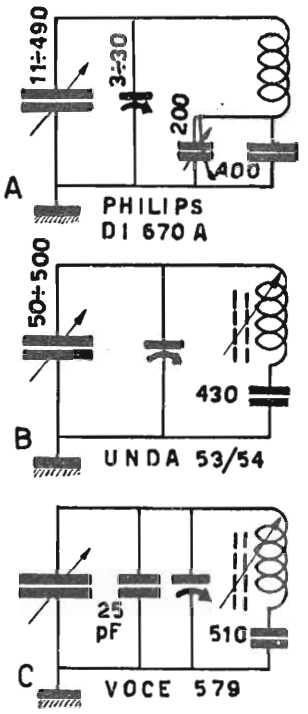


Fig. 3.1. - Esempi di circuiti d'oscillatore.

è molto più ristretta di quella possibile con la variazione della capacità del padding, il valore del padding non ammette tolleranze eccessive. La tolleranza normale è dell'1 %.

Nell'esempio di fig. 3.1 la capacità del padding è di 430

pF, ed in pratica vengono scartati condensatori di capacità inferiore ai 426 pF o superiore ai 434 pF.

Il valore prescelto per il padding dipende dalla capacità residua del circuito, e quindi dalla capacità media del compensatore e da quella dell'eventuale condensatore di fondo. Nel terzo esempio di fig. 3.1 il padding non è di 430 pF, bensì di 510 pF e ciò per la presenza del condensatore di fondo di 25 pF.

Padding e trimmer nella gamma onde corte.

Nelle supereterodine con due gamme d'onda, medie e corte, il circuito d'oscillatore della gamma onde corte è generalmente senza padding.

Si supponga che la gamma onde corte sia la seguente:

da 52 a 17,2 metri . . . da 5800 a 17 400 kHz

se la MF è di 470, la corrispondente gamma d'oscillatore avrà inizio a 6270 kHz e fine a 17 870 kHz. Il rapporto di frequenza sarà di 17 870 : 6270 = 2,85. Ad esso corrisponde il rapporto di capacità di 7,12 al posto del solito rapporto 8 del condensatore variabile dell'esempio precedente.

INUTILITÀ DEL PADDING IN OC

Se si cerca il valore del padding necessario per ottenere una così modesta riduzione del rapporto di capacità, si trova che esso deve esser di circa 4000 pF. Dovrebbe essere soltanto fisso, in quanto un semifisso eventuale dovrebbe essere di capacità notevole, quindi costoso.

Se invece si calcola il valore del condensatore di fondo da utilizzare in sostituzione del padding, si trova che la capacità residua del circuito dovrebbe essere di 480 : 7,12 = = 67,3 pF. Se la residua senza il condensatore di fondo è, per esempio, di 50 pF, basta l'aggiunta di un condensatore fisso in parallelo di 17,3 pF. Un simile valore non è utilizzato in pratica. Conviene adoperare un compensatore del solito

Tab. III. - GAMME DI RICEZIONE E RAPPORTI DI FREQUENZA E CAPACITÀ

GAMMA ONDE LUNGHE			
Circuito d'entrata e scala parlante: da 150 a 350 kHz ..... (da 2000 a 850 metri)	n = 2,33	m = 4,42	
Circuito oscillatore: (MF = = 470 kHz) da 620 a 820 kHz	n = 1,32	m = 0,74	C = 40 pF
GAMMA ONDE MEDIE			
Circuito d'entrata e scala parlante: da 512 a 1580 kHz ..... (da 580 a 190 metri)	n = 3,08	m = 8,48	
Circuito oscillatore: (MF = = 470 kHz) da 982 a 2050 kHz	n = 2,08	m = 3,32	C = 400 pF
GAMMA ONDE CORTE			
Circuito d'entrata e scala parlante: da 5800 a 12000 kHz ... (da 52 a 25 metri)	n = 2,06	m = 3,24	
Circuito oscillatore: (MF = 470 kHz) da 6270 a 12470 kHz ...	n = 1,90	m = 2,61	C = 4000 pF
GAMMA ONDE CORTISSIME			
Circuito d'entrata e scala parlante: da 12000 a 23000 kHz .. (da 25 a 13 metri)	n = 1,91	m = 2,64	
Circuito oscillatore: (MF = 470 kHz) da 12470 a 23470 kHz ..	n = 1,86	m = 2,45	C manca

n = rapporto di frequenza.
m = rapporto di capacità.
C = correttore (in media).

tipo da 2 a 20 pF, oppure da 3 a 30 pF, evitando il padding di 4000 pF.

Se la bobina è provvista di nucleo magnetico sarà possibile la regolazione al punto basso di ricezione, diversamente il circuito dovrà venir allineato soltanto al punto alto.

Il compensatore può venir sostituito da un condensatore fisso di fondo, ma allora il circuito non ammette nessun allineamento. L'ampiezza del trattino indicatore della scala compensa le differenze.

La maggior parte dei Costruttori ha adottato il sistema di non adoperare il padding nella gamma onde corte, utilizzando invece un compensatore in parallelo, costituito dal solito trimmer.

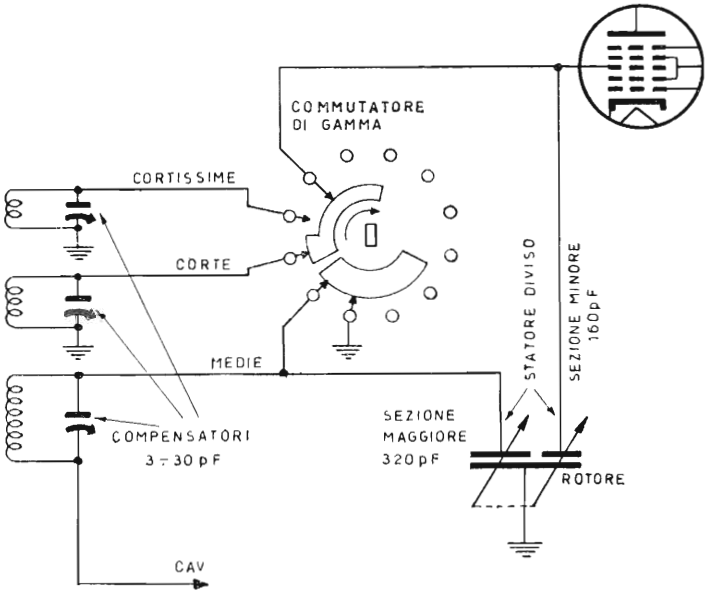


Fig. 3.2. - Esempio di cambio gamma con condensatore variabile a sezioni suddivise.

SEZIONI SUDDIVISE DEL VARIABILE O FISSO IN SERIE

Nei ricevitori a più gamme onde corte è generalmente usata solo una parte della variazione totale di capacità, mediante la suddivisione in due parti dello statore delle sezioni

del variabile. Oppure la riduzione di capacità è ottenuta con un condensatore fisso in serie al variabile, come per es. nello schema di fig. 13.1 (cap. XIII) e nel mod. BI 591 A della Philips, di recente produzione. In questo ricevitore le gamme sono tre, medie, corte e cortissime; il condensatore variabile va da 11 a 490 pF e si trova in serie con un condensatore fisso di 250 pF, il quale è in cortocircuito quando è inserita la gamma OM. Nelle gamme OC è inserito, e riduce adeguatamente il rapporto di capacità del circuito.

Correttore e gamma OM divisa.

In molti apparecchi la gamma onde medie è divisa in due parti; sono necessari due completi spostamenti dell'indice di sintonia per esplorarla. Se la gamma onde medie è compresa tra 500 e 1580 kHz, può venir suddivisa come segue:

OM2 = onde medie basse:

da 500 a 1000 kHz rapp. freq.: 2 rapp. cap.: 3

OM1 = onde medie alte:

da 1000 a 1580 kHz rapp. freq.: 1,58 rapp. cap.: 1,49

Supponendo che la capacità zero sia di 60 pF, risulta necessaria una variazione totale di capacità di 60 × 3 = 180 pF per OM2, e di 60 × 1,49 pF = 89,4 pF per OM1. Verrà usato un condensatore variabile da 12 a 180 + 12 pF, ossia 192 pF. Negli apparecchi Philips a gamma OM suddivisa il variabile va, infatti, da circa 12 pF a 195 pF.

L'eccessiva variazione totale di capacità per OM1 viene ridotta con un condensatore di fondo.

Va notato che la divisione della gamma OM in due parti quasi precise non è adeguata, in quanto è più opportuno spaziare le emittenti a frequenza più alta, molto vicine sulla scala parlante a gamma unica. Perciò non conviene dividere la gamma come indicato, bensì per esempio così:

OM2 . . . da 500 a 1100 kHz n = 2,20 m = 3,84

OM1 . . . da 1100 a 1580 kHz n = 1,47 m = 1,16

Con un rapporto di capacità (m) di 3,84 è però necessario un condensatore di capacità maggiore, per esempio da 15 a 245 pF, per la sezione OM2. Per l'altra sezione si compensa, come al solito, con un condensatore di fondo.

A volte non si tiene affatto conto del vantaggio di spaziare le emittenti a frequenza alta; si bada solo alla minima dimensione del condensatore variabile. La suddivisione viene fatta con criterio opposto, ossia quello del minimo rapporto di capacità. Infatti se la divisione è la seguente:

OM2 . . . da 500 a 900 kHz n = 1,80 m = 2,24

OM1 . . . da 900 o 1580 kHz n = 1,75 m = 2,06

è sufficiente una variazione totale di capacità di appena 60 × 2,24 = 134,4 pF; ossia occorre un condensatore variabile da 11 a 145 pF. I due rapporti di frequenza sono molto più vicini, e basta un condensatore di fondo di capacità minore per la OM1, che può anche venir eliminato.

Tab. IV. - GAMMA ONDE MEDIE SUDDIVISA E RELATIVI RAPPORTI

OM2 - ONDE MEDIE BASSE			
Circuito d'entrata e scala parlante: da 508 a 909 kHz (da 590 a 330 metri)	n = 1,78	m = 2,16	
Circuito oscillatore: (MF = 470 kHz): da 978 a 1379 kHz	n = 1,41	m = 0,98	C = 120 pF
OM1 - ONDE MEDIE ALTE			
Circuito d'entrata e scala parlante: da 909 a 1579 kHz (da 330 a 190 metri)	n = 1,73	m = 1,99	
Circuito oscillatore: da 1379 a 2049 kHz	n = 1,46	m = 1,13	C = 240 pF

I valori del correttore C sono solo indicativi.

Inoltre la capacità zero del circuito può venir ridotta abbreviando i collegamenti e semplificando il commutatore di

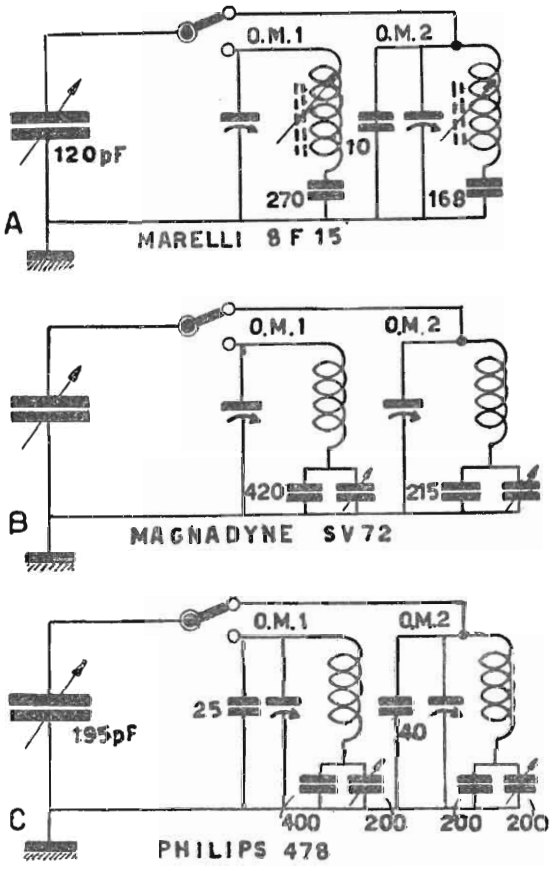


Fig. 3.3. - Circuiti d'oscillatore per gamma OM suddivisa.

gamma. Può essere di 50 pF. In tal caso la variazione totale di capacità è di 50 $\times$ 2,24 = 112 pF, ed è necessario un variabile da circa 8 a circa 120 pF, come avviene negli apparecchi Radiomarelli mod. 8A05, 8F15, 9A55 e altri.

Negli apparecchi a tamburo rotante, la capacità zero può venir ancora ridotta, per es. a 40 pF, rendendo sufficiente un condensatore variabile da 8 a 95 pF.

Date le due gamme OM sono necessari due correttori, uno per ciascuna gamma. La fig. 3.3 indica tre esempi di circuiti oscillatori a gamma OM suddivisa. La tabella seguente indica un esempio pratico di rapporti.

Vi sono due punti padding e due punti trimmer, i quali dipendono dalla suddivisione della gamma OM prescelta. Nel caso degli apparecchi Radiomarelli essi sono i seguenti:

punto padding OM2	540 kHz
punto padding OM1	930 kHz
punto trimmer OM2	850 kHz
punto trimmer OM1	1500 kHz

In tal modo il *coefficiente di disaccordo* risulta diminuito rispetto a quello dei circuiti a gamma OM intera. Sulla gamma intera vi sono due punti di coincidenza, mentre su quella suddivisa vi sono quattro punti. L'allineamento del circuito d'entrata con la scala parlante risulta più continuo e preciso con la gamma suddivisa. Se la gamma OM venisse suddivisa in tre parti, basterebbe un condensatore variabile di piccolissima capacità, ed i punti di allineamento sarebbero tanti da rendere trascurabile l'errore di allineamento. Con minore demoltiplica, il passaggio da un estremo all'altro della scala risulterebbe più veloce, in modo da mantenere invariato il numero di giri della manopola di sintonia per l'escursione da un estremo all'altro della gamma. Sarebbe però necessaria una posizione in più del commutatore di gamma.

Il correttore nelle supereterodine a gamme spostate.

Le supereterodine a gamme spostate sono del tipo a OM suddivisa, ma con un solo circuito oscillatore al posto di due. Mentre nelle supereterodine a gamma OM suddivisa vi sono

due circuiti oscillatori (e altrettanti d'entrata), uno per le onde medie basse (OM2) e l'altro per le onde medie alte (OM1); nelle supereterodine a gamme spostate vi è il solo circuito oscillatore della semigamma a onde medie alte (OM1).

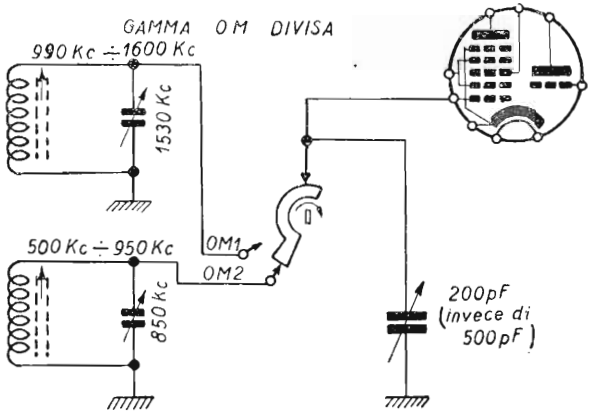


Fig. 3.4. - Dividendo in due parti la gamma onde medie, basta un condensatore variabile di circa 200 pF al posto di quello di 500 pF.

Supereterodine a gamme spostate sono, per es., i modelli 573 e 577 della Phonola e il mod. 165 della C.G.E. La fig. 3.5 indica i circuiti oscillatori di questi apparecchi. A prima vista si può venire ingannati dal fatto che il circuito OM1 è collegato al contatto OM2 del commutatore di gamma.

Il circuito oscillatore OM2 è costituito dallo stesso circuito OM1 con aggiunto in più un condensatore fisso di 180 pF, in parallelo. Si tratta del solito condensatore di fondo, di capacità però tanto elevata da spostare la gamma di ricezione oltre al proprio estremo a frequenza più bassa.

La semigamma OM1 delle supereterodine Phonola di questo tipo va da 665 a 1600 kHz, ossia da 450 a 187 m. Quando al circuito oscillatore OM1 viene aggiunto il con-

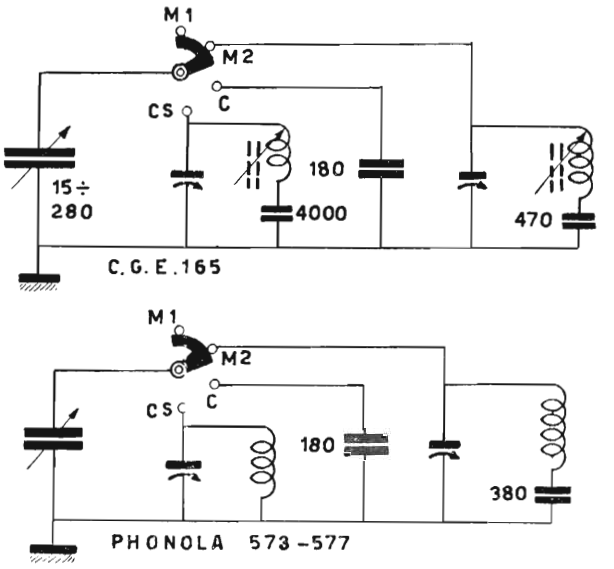


Fig. 3.5. - Circuito d'oscillatore per gamma spostata.

Tab. V. - ESEMPIO DI CIRCUITO OSCILLATORE A GAMME SPOSTATE

OM1 - ONDE MEDIE ALTE		
Circuito d'entrata e scala parlante: da 665 a 1600 kHz ..... (da 450 a 187 metri)	n = 2,40	m = 4,76
Circuito oscillatore: (MF = 470 kHz) da 1135 a 2070 kHz	n = 1,82	m = 2,31
OM2 - ONDE MEDIE BASSE		
Circuito d'entrata e scala parlante: da 500 a 690 kHz ..... (da 600 a 435 metri)	n = 1,38	m = 0,90
Circuito d'oscillatore: da 970 a 1160 kHz	n = 1,19	m = 0,41

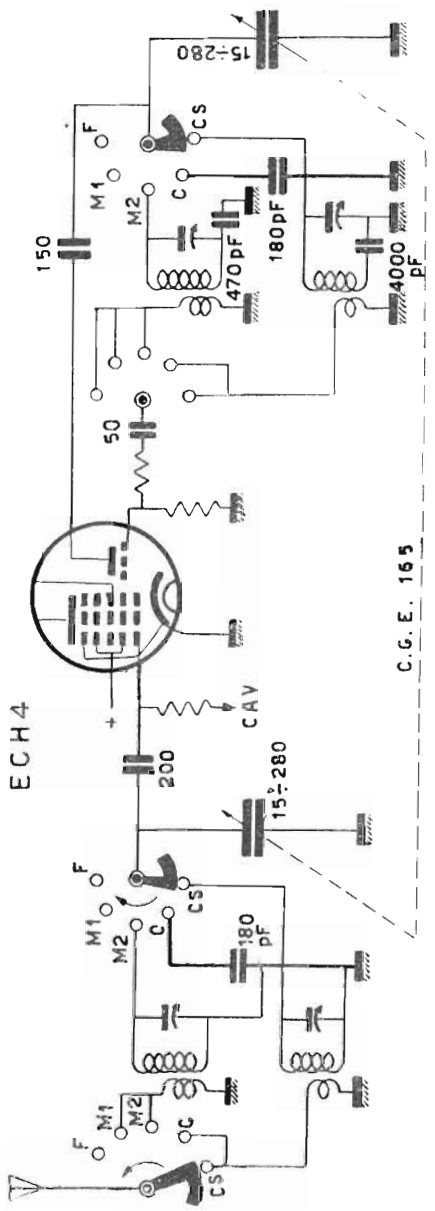


Fig. 3.6. - Circuiti d'entrata e d'oscillatore in apparecchio a gamma spostata.

densatore di 180 pF, data l'aumentata capacità del circuito, la gamma suddetta viene spostata verso frequenze più basse, da 500 a 690 kHz, ossia da 600 a 435 metri. Lo spostamento dipende dal valore del condensatore di fondo. Con un condensatore di capacità più elevata si potrebbe spostare la gamma OM1 tanto da raggiungere le onde lunghe. Però maggiore è lo spostamento verso il basso, minore è l'estensione di frequenza, e con uno spostamento così forte, l'estensione risulterebbe ridottissima. Se esistesse una trasmittente nazionale a onde lunghe, questo metodo potrebbe venir applicato con vantaggio, per la ricezione di quella sola stazione.

Dato il rapporto di capacità di 4,76 e supponendo che la capacità zero del circuito accordato sia di 55 pF, risulta necessaria una variazione totale di capacità di $4{,}76 \times 55 = 261{,}80$. Se la capacità minima del variabile è di 15 pF, quella massima sarà di 276,80 , ossia in pratica, di 280 pF. È questo il caso del variabile nell'apparecchio CGE mod. 165.

Divisione della gamma OM con variabile a sezioni divise. (Phonola mod. 595-5503).

Il modo comune di dividere la gamma onde medie consiste nell'adoperare due bobine per ciascun circuito accordato al posto di una sola, due bobine di induttanza diversa, in modo da poter adoperare un condensatore variabile di piccola capacità. Recentemente è stato messo in pratica un altro modo per dividere la gamma OM, quello di adoperare una sola bobina anzichè due, ed un variabile a sezioni divise anzichè unite. Al posto delle due bobine vi sono le due parti di ciascuna sezione del variabile. Vi sono cioè due diverse capacità anzichè due diverse induttanze.

Una delle due parti del variabile, quella di capacità minore, viene utilizzata per la sintonia nella prima parte della gamma onde medie, quella a frequenza più alta. Le due parti del variabile riunite, ossia l'intera capacità del varia-

bile, viene utilizzata per la sintonia nell'altra parte della gamma onde medie, quella a frequenza più bassa.

Poichè vi è una sola bobina, il passaggio da una parte all'altra della gamma onde medie è ottenuto per l'aumentata capacità minima del variabile. La prima parte della gamma OM ha inizio in corrispondenza alla minima capacità della parte minore del variabile; la seconda parte del-

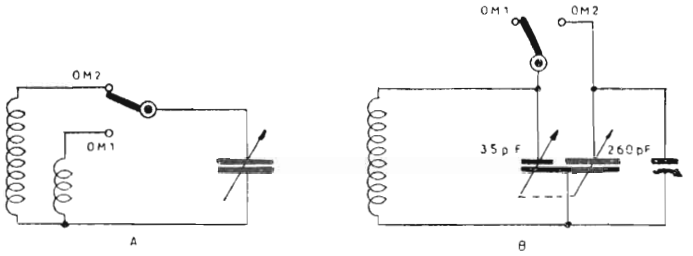


Fig. 3.7. - La gamma onde medie può venir divisa in due parti anche con una sola bobina.

la gamma OM ha inizio in corrispondenza alla minima capacità dell'intero variabile. Però la differenza tra queste due capacità minime è molto piccola, può essere, in media, di appena 10 pF. Sicchè l'inizio della seconda parte della gamma OM risulta molto vicino all'inizio della prima parte. Potrebbe risultare una divisione di questo tipo:

a) gamma OM1 . . . da 1 600 a 1 000 kc,

b) gamma OM2 . . . da 1 500 a 500 kc.

È evidente che una simile divisione è assurda, poichè le due parti della gamma OM risultano sovrapposte per la quasi intera estensione di OM1.

Questo sistema di dividere la gamma OM risulta opportuno soltanto se la capacità minore è molto piccola rispetto all'altra, per es. nel caso che la capacità massima di ciascuna sezione del variabile sia di 295 pF e che essa sia divisa in due parti, una di appena 35 pF e l'altra di 260 pF.

In questo modo i due rapporti di frequenza, corrispondenti alle due capacità, risultano i seguenti: con la capacità minore 1,249, con la capacità intera 2,4. Sicchè la gamma OM può risultare divisa nel modo seguente:

a) gamma OM1 . . . da 1 600 a 1 280 kc,

b) gamma OM2 . . . da 1 330 a 554 kc.

Una simile divisione della gamma OM è utile, in quanto consente l'uso di un condensatore variabile di capacità ridotta, quella di 295 pF al posto della consueta di 480 pF necessaria per la gamma OM intera. È utile anche per il fatto che il tratto di gamma OM da 1 600 a 1 300 kc risulta allargato sulla scala parlante, proprio in corrispondenza al maggior affollamento di emittenti.

Ma la capacità di 35 pF è troppo piccola per le gamme onde corte-cortissime, mentre è bene adatta per le varie bande allargate di ricezione. È perciò che questo sistema di divisione della gamma OM è utilizzato nei soli apparecchi con bande allargate OC, sprovvisti di gamme OC, come gli *apparecchi Phonola* modd. 595 e 5503. La capacità di 260 pF, quella della parte a capacità maggiore di ciascuna sezione, potrebbe venir utilizzata per la sintonia di gamme onde corte, sicchè questo tipo di divisione della gamma OM si presta bene nei ricevitori a due o tre gamme onde corte e numerose bande allargate. oltre che in quelli a sole bande allargate.

CAPITOLO QUARTO

CALCOLO DEL CORRETTORE

Punti di allineamento.

Il circuito oscillatore va allineato con la scala parlante in 3 punti, detti di allineamento, ed ai quali è già stato accennato nel cap. III. Il circuito oscillatore può risultare allineato su tutta la scala, in quanto tale scala è disegnata e stampata in base alla escursione di frequenza del circuito oscillatore, ossia in modo da indicare la frequenza d'oscillatore più la media frequenza. Non vi è ragione, almeno in linea teorica, che tale allineamento non sia esatto su tutta la scala parlante.

Il circuito d'entrata va anch'esso allineato con la scala parlante nei tre punti di allineamento, che sono gli stessi. Dato però che il circuito oscillatore si trova ad una frequenza costantemente superiore a quella del circuito d'entrata, e data la presenza del correttore in serie al condensatore variabile (in pratica all'induttanza) del circuito d'oscillatore, l'allineamento del circuito d'entrata con la scala parlante è possibile soltanto nei tre punti suddetti. In tutti gli alri punti della scala vi è uno scarto tra la frequenza del circuito d'entrata e quella indicata sulla scala parlante.

È necessario che il valore del correttore e quello di tutti gli altri componenti i circuiti d'entrata e d'oscillatore siano accuratamente determinati allo scopo di evitare che lo scarto massimo tra la frequenza del circuito d'entrata e quella indicata sulla scala non abbia a raggiungere valori eccessivamente alti.

Lo scarto massimo di frequenza, ossia il valore del disaccordo tra i due circuiti, si verifica in due punti della scala. Ciascuno di essi si trova circa equidistante tra due punti di allineamento.

Il valore del disaccordo può essere indicato con una curva, la *curva correttore* o *curva padding*, alla quale è già stato accennato.

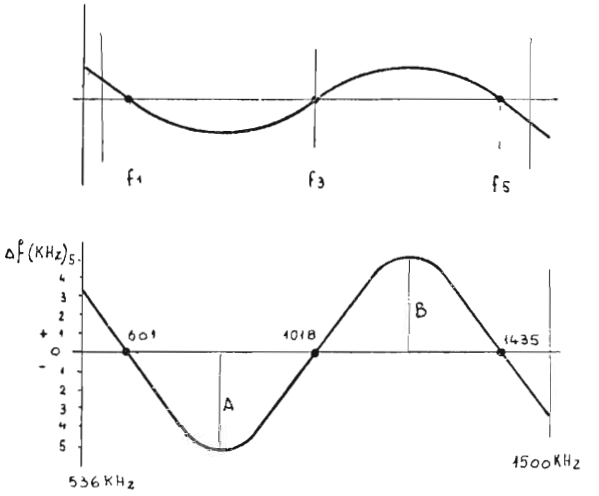


Fig. 4.1. - Curva dello scarto di frequenza fuori allineamento.

Tale curva indica (figura 4.1) l'inevitabile errore di allineamento tra la frequenza del circuito d'entrata e quella indicata dalla scala parlante, che si manifesta con diminuizione di sensibilità e selettività.

Il circuito d'entrata potrebbe venire allineato esattamente con la scala parlante. Basterebbe disegnare tale scala in base alle varie frequenze del circuito d'entrata anzichè in base a quelle del circuito oscillatore. In tal caso l'errore di allineamento tra i due circuiti continuerebbe ad essere lo stesso,

e in più le indicazioni della scala parlante corrisponderebbero con la ricezione delle emittenti solo nei tre punti di allineamento. In tutti gli altri punti le emittenti non si troverebbero nei trattini indicatori della scala. L'errore di allineamento risulterebbe visibile sulla scala parlante.

È perciò che è opportuno allineare il circuito oscillatore con la scala parlante, e non già il circuito d'entrata, il quale ha importanza secondaria nella ricezione.

Va trovato anzitutto il punto centrale della gamma di ricezione sommando le frequenze estreme e dividendo per 2. Se la gamma di ricezione è, per esempio, compresa tra 536 e 1500 kHz, il punto centrale è:

$$\text{punto centrale} = \frac{536 + 1500}{2} = 1018 \text{ kHz.}$$

L'estensione di ciascuna semigamma è data da:

$$1018 - 536 = 482 \text{ kHz}$$
$$1500 - 1018 = 482 \text{ kHz}$$

La distanza tra il punto centrale e ciascuno dei due punti laterali di allineamento si ottiene come segue:

$$\text{estensione della semigamma} \times {}^{1}/_{2}\sqrt{3} = 417 \text{ kHz.}$$

I tre punti di allineamento risultano perciò i seguenti:

punto alto	1018 + 417 =	1435 kHz
punto centrale . .		1018 kHz
punto basso . . .	1018 — 417 =	601 kHz

Ai tre punti di allineamento della scala parlante corrispondono tre frequenze del circuito oscillatore. Se la media frequenza è di 470 kHz si avrà:

Punti di allineamento scala parlante	Media frequenza	Frequenze del circuito oscillatore
1435	470	1905 kHz = f_1
1018	470	1488 kHz = f_2
601	470	1071 kHz = f_3

Valori del condensatore variabile.

Si supponga che il condensatore variabile abbia una capacità minima di 20 pF ed una massima di 500 pF, inoltre che la capacità zero dei circuiti accordati sia di 50 pF, e che l'induttanza della bobina d'entrata sia di 160 µH. Questi valori si possono considerare normali.

Occorre trovare i valori del condensatore variabile nei tre punti di allineamento.

All'estremo basso della gamma di ricezione, ossia a 536 kHz, la capacità totale del circuito accordato è di 500 + 50 pF = 550 pF. All'estremo alto, ossia a 1500 kHz, la capacità totale del circuito è di 20 + 50 pF = 70 pF.

Al punto alto di allineamento la capacità del variabile sarà di:

$$CV \text{ a } 1435 \text{ kHz} = C_{tot} \times \left(\frac{536}{1435}\right)^2 - C_o = 77 - 50 = 27 \text{ pF}$$

Al punto centrale risulterà, nello stesso modo:

$$CV \text{ a } 1018 \text{ kHz} = C_{tot} \times \left(\frac{536}{1018}\right)^2 - C_o = 152 - 50 = 102 \text{ pF}$$

Al punto basso di allineamento sarà:

$$CV \text{ a } 601 \text{ kHz} = C_{tot} \times \left(\frac{536}{601}\right)^2 - C_o = 438 - 50 = 388 \text{ pF}$$

Riassunto:

Frequenze di ricezione in kHz	Valori del condensatore variabile in pF
1500	20
1435	27
1018	102
601	388
536	500

I valori del condensatore variabile trovati si riferiscono al circuito d'entrata, ma poichè i condensatori variabili sono identici, montati sullo stesso asse, quelli del variabile d'oscillatore sono eguali ai valori indicati.

Metodo grafico Philips di determinazione delle costanti del circuito oscillatore.

Su un foglio di carta millimetrata va preparato un nomogramma per la determinazione delle costanti del circuito oscillatore, che potrà servire per estendere l'esempio iniziato, o in qualsiasi altro caso. Consente la determinazione in modo abbastanza rapido e sufficientemente preciso, evitando lunghi calcoli. È indicato dalla figura 4.2.

A circa una quinta parte della carta va tracciato l'asse orizzontale, ossia la *linea-base*, corrispondente al valore zero della capacità del condensatore variabile. I possibili valori di tale capacità vanno segnati su un asse verticale, a sinistra nella figura. Questi valori s'intendono relativi ai normali condensatori variabili che si possono impiegare. Per esempio, come in figura, si potrà dividere l'asse verticale da 0 a 700 pF, dato che difficilmente si avrà occasione di dover utilizzare un variabile di capacità massima superiore ai 700 pF.

Sopra un altro asse verticale, a destra nella figura, si segnano tutti i possibili valori di capacità del correttore. Correttori con capacità superiore ai 700 pF non vengono mai impiegati, nella gamma OM, quindi questa sarà la capacità massima.

Sotto la linea-base, in continuazione dell'asse verticale con i valori del condensatore variabile, si segneranno tutti i possibili valori della capacità zero. In media essa non supera i 100 pF, e nella figura sono previsti valori sino a 200 pF.

Occorre ora cercare i *valori reciproci delle frequenza d'oscillatore al quadrato*, ossia:

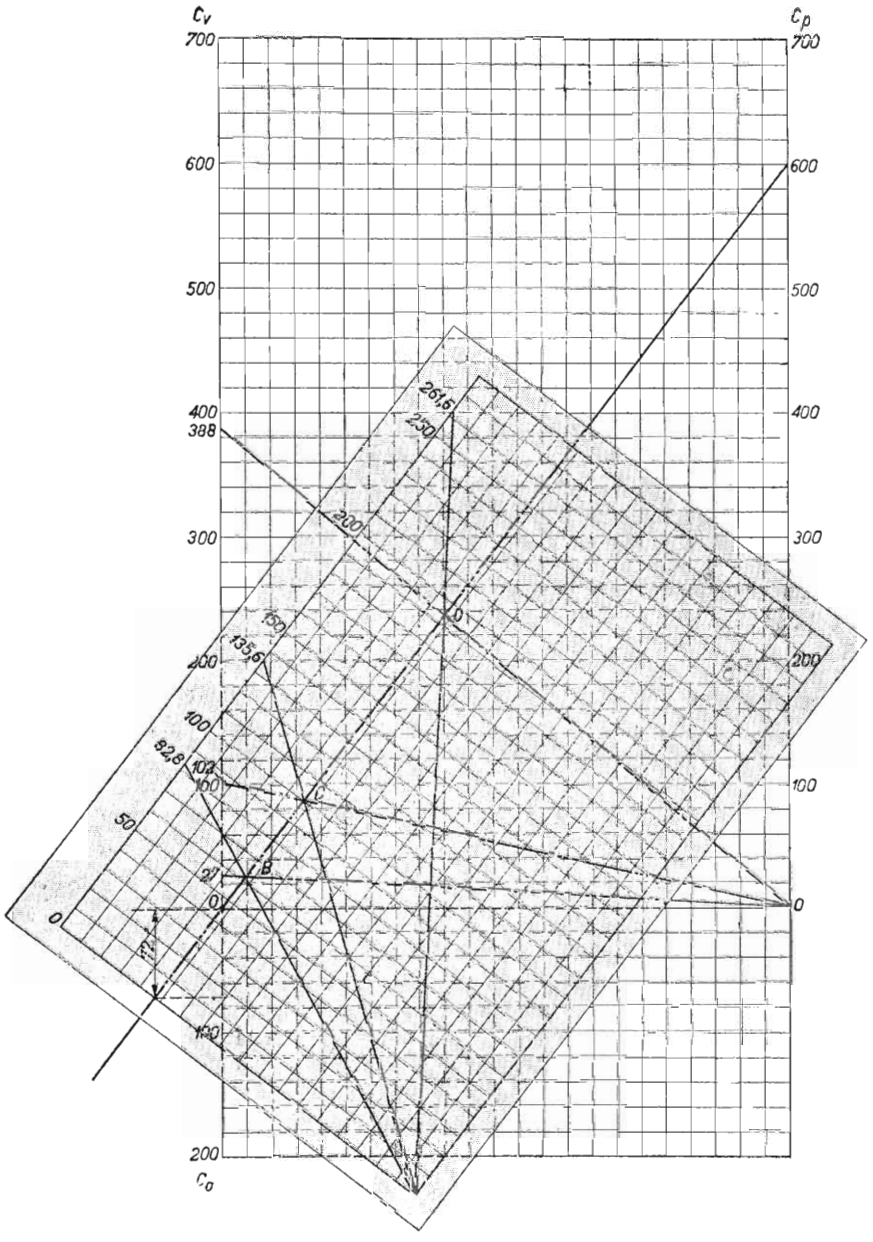


Fig. 4.2. - Nomogramma per la determinazione delle costanti del circuito oscillatore.

$$\frac{1}{f^2_{osc}} \text{ (con } f \text{ in Hz)}$$

oppure:

$$\frac{10^6}{f^2_{osc}} \text{ (con } f \text{ in kHz)}$$

Ciò è necessario per il fatto che a diminuizioni della capacità del variabile corrispondono aumenti di frequenza, e viceversa. Le variazioni di capacità corrispondono a variazioni di frequenza al quadrato. Numericamente ciò viene espresso con il reciproco della frequenza al quadrato.

Ai tre punti di allineamento, i valori reciproci della frequenza d'oscillatore sono:

a) valore reciproco della f_{osc} a

$$1435 \text{ kHz} = \frac{1\,000\,000}{1905^2} = 0{,}276$$

b) idem a $1018 \text{ kHz} = \dfrac{1\,000\,000}{1488^2} = 0{,}452$

c) idem a $601 \text{ kHz} = \dfrac{1\,000\,000}{1071^2} = 0{,}872$

Occorre tracciare tre rette su un altro foglio di carta millimetrata, trasparente questo. Rispetto ad un asse verticale dovranno venir tracciate, come indica la figura 4.3, tre rette, in corrispondenza a distanze inversamente proporzionali alle frequenze di allineamento, ossia nello stesso rapporto dei tre valori reciproci della frequenza d'oscillatore.

Supponendo che l'altezza dell'asse verticale sia di 300 mm (nella figura la suddivisione è fatta a 50, 100, 150, 200 e 250 mm) la prima distanza si trova come segue:

$$0{,}276 : 1 = x : 300, \text{ ossia}$$
$$x = 0{,}276 \times 300 = 82{,}8 \text{ m.}$$

La seconda distanza risulta:

$$0{,}452 \times 300 = 135{,}6 \text{ mm.}$$

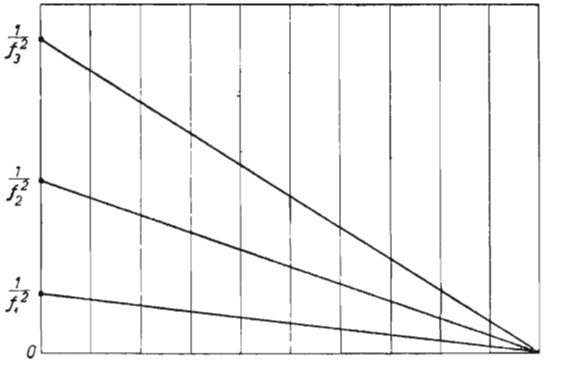


Fig. 4.3. - Rette corrispondenti ai tre valori reciproci della frequenza d'oscillatore.

La terza distanza si ottiene:

$$0{,}872 \times 300 = 261{,}6 \text{ mm.}$$

Riassunto:

Punto di allineamento	Valore reciproco della frequenza d'oscillatore	Distanza corrispondente
1435 kHz	0.276	82,8 mm
1018 kHz	0.452	135,6 mm
601 kHz	0.872	261,6 mm

Ritornando al primo nomogramma, si segnano sull'asse dei valori del condensatore variabile quelli corrispondenti ai tre punti di allineamento: 27 pF, 102 pF e 338 pF, quindi si tracciano tre rette, dal punto 0 padding a ciascuno dei tre punti indicati, come segnato in figura 4.2.

Basta poggiare il foglio trasparente sul nomogramma per ottenere:

a) il valore del padding;

b) il valore del condensatore di fondo;

c) il valore della capacità del variabile col padding in serie.

Posto il trasparente come in figura 4.2, risulta che il padding può essere di 600 pF. In tal caso va tracciata una retta tra il valore 600 dell'asse verticale padding (a destra) e i tre punti di incrocio: *B* C e *D*, tra le tre rette del nomogramma (valori del condensatore variabile) con le tre rette del trasparente (distanze corrispondenti ai reciproci della frequenza di oscillatore).

Se viene scelto il padding di 600 pF, la capacità zero del circuito oscillatore risulta essere di 72 pF, e la si può leggere nel tratto sotto la linea-base. Ogni riga del nomogramma vale 20 pF. In tal caso, se la C_0 del circuito è di 50 pF sarà necessario un condensatore di fondo di 22 pF per completare la capacità zero richiesta, in base al valore del padding di 600 pF.

Poggiando in altro modo il trasparente sul nomogramma si possono ottenere altri valori del padding, per es. 500 pF corrispondente a $C_0 =$ circa 50 pF. Valori del padding corrispondenti a C_0 minori di 50 pF non interessano l'apparecchio preso come esempio. Ove la C_0 sia invece minore di 50 pF si potranno assumere valori padding anche inferiori a 500 pF, sempre in base alle risultanze dei due gruppi di tre rette sovrapposti.

Il calcolo dell'induttanza della bobina d'oscillatore nell'esempio fatto risulta molto facilmente.

Va notato che il punto d'incontro della *retta-padding* con ciascuna delle tre *rette-variabile*, indica senz'altro il valore della capacità del condensatore variabile e del padding in serie. Il punto *D* è a 237 pF. Tale è il valore risultante dalla

capacità di 388 pF del variabile con quella di 600 pF del padding.

In base a quanto sopra si può calcolare facilmente l'induttanza della bobina d'oscillatore. Alla frequenza d'oscillatore di 1071 kHz, la capacità risultante dal condensatore variabile in serie con il padding è, come detto, di 237 pF. Dato che la capacità zero del circuito dovrà essere di 72 pF, risulta che in quel punto la capacità totale del circuito è di $237 + 72 = 309$ pF.

L'induttanza si può ricavare con la formula seguente:

$$L = \frac{25\,330}{f^2 \times C} = \frac{25\,330}{1{,}07 \times 309} = 71{,}5\ \mu H$$

nella quale la frequenza è in megacicli e l'induttanza in microhenry.

In tal modo tutte le costanti del circuito oscillatore sono note.

(Questo procedimento è stato elaborato, e le figure eseguite, dai tecnici della Philips Gloeilampenfabrieken di Eindhoven, Olanda).

CAPITOLO QUINTO

SINTONIA AD INDUTTORE VARIABILE

Alle supereterodine normali, a condensatori variabili, si sono aggiunte le *supereterodine a induttori variabili*, dette anche *supereterodine con sintonia a permeabilità variabile*.

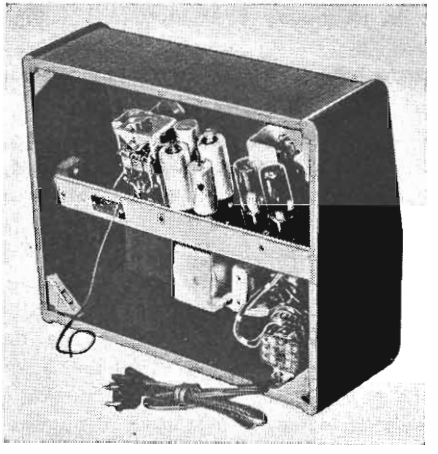


Fig. 5.1. - Ricevitore a permeabilità (Marelli 9A75).

Appartengono a questa categoria gli apparecchi Marelli mod. Fido II, 9U65, 9A75 e 9A85, Voce d. P. mod. 406, gli apparecchi Nova, Unda, Electa, Siemens ecc.

Nelle supereterodine di questo tipo, i due circuiti accordati, quello d'entrata e quello d'oscillatore, possiedono un *induttore variabile* al posto del normale condensatore variabile. Sono, dunque, supereterodine senza condensatore variabile, il quale è sostituito da un condensatore fisso.

È indifferente che l'elemento variabile di un circuito accordato sia costituito dalla capacità e dall'induttanza. La scelta dipende da considerazioni d'ordine pratico, ossia dalla minore difficoltà di costruzione e dal minore ingombro. Già in passato, intorno al 1925, furono costruiti apparecchi a induttore variabile, *a variometro*; vennero abbandonati dato che il variometro occupava uno spazio notevole, a confronto del condensatore variabile. Quest'ultimo presentò in seguito la possibilità di opportuna sagomatura delle lamine, e quella del facile montaggio di due o più variabili sullo stesso asse, dando luogo all'attuale condensatore multiplo.

Tipi di induttore variabile.

Esistono tre tipi di induttore variabile, i seguenti:

1) Induttore variabile a variazione d'induttanza (o autoinduttanza). Viene variato il numero di spire della bobina mediante un contatto a cursore. Era usato nei primissimi apparecchi riceventi di telegrafia senza fili. Per consentire una sufficiente escursione di frequenza nella gamma OM deve essere di dimensioni molto grandi.

2) *Induttore variabile a variazione di mutua induttanza.* È il variometro accennato. Vi sono due bobine al posto di una sola, ma le spire non vengono variate; varia invece l'accoppiamento tra le due bobine collegate in serie, e perciò la mutua induttanza. L'induttanza complessiva è tanto maggiore quanto più stretto è l'accoppiamento, ossia quanto più le due bobine sono vicine e affacciate. Sono spesso avvolte in forma sferica, in modo che una possa ruotare nell'interno dell'altra.

3) *Induttore variabile a variazione di permeabilità.* Le spire non variano e vi è una sola bobina. Varia la posizione di un nucleo magnetico nell'interno della bobina cilindrica. È il sistema moderno.

La permeabilità.

La permeabilità è la proprietà che distingue le sostanze magnetiche, come il ferro e l'acciaio, di concentrare nel loro interno le linee di forza magnetica. È il rapporto tra la densità di flusso prodotto in una sostanza magnetica da una data f. m. m. e la densità che la stessa f. m. m. produce nell'aria, e in genere nelle sostanze non magnetiche. Il ferro, ad es., può avere permeabilità spesso sino a 3000 volte quella dell'aria.

La permeabilità può venire confrontata con la costante dielettrica del condensatore variabile. Tale costante è di 1 per l'aria, e la permeabilità è pure di 1 per l'aria. La capacità di un condensatore dipende dal suo dielettrico, che per i variabili è generalmente l'aria, ma che potrebbe essere olio di paraffina, come avviene in casi particolari. In tal caso la capacità del variabile aumenta di circa 3 volte.

Teoricamente è possibile un sistema di sintonia a variazione della costante dielettrica. Basterebbe introdurre più o meno un foglio di mica tra le due lamine metalliche di un condensatore. Le lamine resterebbero fisse, varierebbe solo la posizione del foglio di mica. Quando esso fosse completamente introdotto la capacità sarebbe circa 6 volte maggiore di quella iniziale. Oltre al fatto che tale rapporto di capacità sarebbe basso, l'ingombro risulterebbe notevole. Non esiste un dielettrico adatto a tale scopo.

L'induttanza di una bobina cilindrica, ossia ad un solo strato, dipende dalla permeabilità del nucleo μ, dal numero di spire per cm di lunghezza n, dalla lunghezza assiale in cm L e da un fattore k relativo al rapporto lunghezza: diametro. È data dalla formula:

$$L = \mu \left(\frac{n^2 l^3 k}{1000} \right)$$

nella quale L è espressa in microhenry (μH).

La permeabilità dei nuclei magnetici usati negli induttori variabili dipende dalla composizione dei nuclei stessi, varia con la sostanza ferromagnetica, ed è compresa tra 15 e 30.

Nel caso di un foglio di mica spostato tra le due lamine di un condensatore, il foglio stesso può venire in diretto contatto con le superfici interne delle lamine stesse. In tal modo il dielettrico è costituito soltanto dal foglio di mica. Il nucleo magnetico spostabile nell'interno di una bobina non può invece venire in diretto contatto con le spire della bobina. È necessario che le spire siano isolate e avvolte sopra un supporto isolante; perciò il nucleo non può mai essere soltanto magnetico. È sempre presente una sostanza non magnetica, a permeabilità 1 o circa, che riduce la permeabilità assoluta.

Negli induttori variabili il supporto è di spessore molto ridotto, quello appena sufficiente per consentire una sufficiente rigidezza, tra 0,25 e 0,35 mm.

Circuiti accordati a variazione di permeabilità.

Qualsiasi circuito accordato è determinato dal proprio rapporto di frequenza, che per la gamma onde medie è di circa 3.

A tale scopo è necessario che all'elemento variabile corrisponda un rapporto di variazione di 8, in quanto quello di frequenza di 3 si ottiene dalla radice di 8 più 1.

Nel caso del condensatore variabile vi è un *rapporto di capacità*, mentre in quello dell'induttore variabile vi è un *rapporto di induttanza*. Come per quello di capacità, il rapporto di induttanza è dato dal valore della *variazione totale di induttanza* diviso per la *induttanza residua*, ossia quella

dell'induttore senza nucleo magnetico più quella degli altri componenti del circuito, collegamenti, ecc.

L'induttanza residua è simile alla capacità residua, e non è modificabile. Il rapporto di induttanza dipende quindi esclusivamente dalla variazione totale di induttanza.

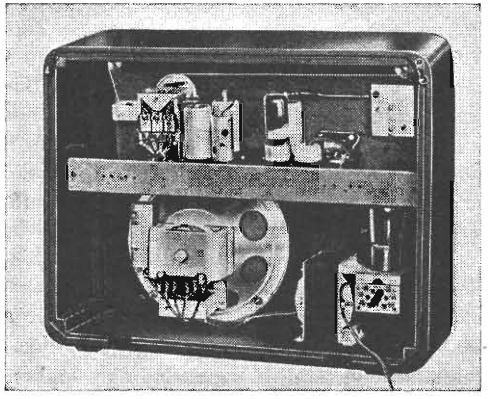


Fig. 5.2. - Ricevitore a permeabilità (Marelli 9A85)

La variazione totale d'induttanza dipende a sua volta dalla permeabilità del nucleo magnetico, e dalla distanza tra il nucleo e il rame delle spire, ciò per una data bobina e un dato nucleo. La distanza tra il nucleo magnetico e il rame delle spire equivale alla distanza tra le lamine fisse e mobili del condensatore variabile. Ma come non è possibile ridurre eccessivamente la distanza tra le lamine del condensatore, così non è possibile ridurre eccessivamente la distanza tra il nucleo e le spire.

Ne consegue che in definitiva il rapporto di induttanza dipende dalla permeabilità del nucleo magnetico. Da ciò il termine *sintonia a permeabilità*. Purtroppo però la permeabilità dei nuclei ferromagnetici attualmente disponibili non è sufficientemente elevata per consentire il rapporto di induttanza 8 e quindi quello di frequenza 3. Questo è il grave *inconveniente degli induttori variabili.*

Non basta aumentare l'escursione del nucleo magnetico nell'interno della bobina, allungando l'avvolgimento. Se si distanziano le spire diminuisce l'induttanza, se si aumentano le spire aumenta anche l'*induttanza minima della bobina*, quella senza nucleo magnetico. Tale induttanza minima non può venir elevata o diminuita a piacere, bensì deve essere quella richiesta dalla capacità residua del circuito e dalla frequenza più alta di ricezione. Se la capacità residua del circuito è C_0 e se la frequenza più alta è f_{min}, il valore minimo dell'induttanza della bobina L_{max} è dato da:

$$L_{min} = \frac{25\,330}{f^2_{max} \times C_0}$$

nella quale l'induttanza è in microhenry, la frequenza in megacicli e la capacità in picofarad.

Stabilita l'induttanza necessaria per la frequenza massima, quella minima è data dalla completa introduzione nel nucleo magnetico nella bobina, ossia dalla permeabilità del nucleo stesso.

Le dimensioni della bobina sono determinate dal valore dell'induttanza minima e dall'escursione del nucleo magnetico. In genere, il rapporto tra la lunghezza dell'avvolgimento e il diametro dello stesso è compreso tra 6 e 7.

Con il condensatore variabile è possibile aumentare il rapporto di capacità aumentando la sua capacità massima e diminuendo il valore dell'induttanza. Ciò non è possibile con l'induttore variabile, dato che la capacità minima del circuito (la residua) non può venir ridotta oltre un certo limite, e dato che non conviene pregiudicare troppo il rapporto L/C.

Per ovviare a questo inconveniente, in attesa di poter disporre di nuclei a più elevata permeabilità, si utilizzano *coppe magnetiche* al posto dei semplici bastoncini. Il bastoncino è fissato al centro della coppa. In tal modo al nucleo è

aggiunto lo schermo magnetico esterno. Il materiale magnetico penetra nell'interno dell'avvolgimento e lo ricopre all'esterno.

Gli *induttori variabili a coppa* sono di più difficile costruzione e vengono impiegati solo in casi particolari.

Emittenti sulla scala e gamma OM suddivisa.

La disposizione delle emittenti sulla scala parlante dipende, tra l'altro, dalla sagomatura delle lamine del condensatore variabile. Nel caso dell'induttore variabile alla sagomatura delle lamine corrisponde il *passo dell'avvolgimento.*

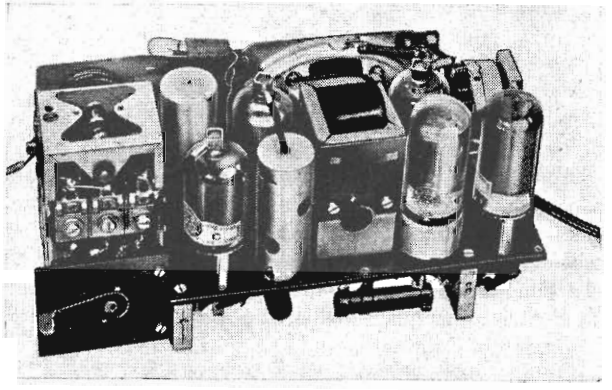


Fig. 5.3. - Ricevitore con induttori variabili (Marelli 9U65).

E possibile distanziare le spire in modo da diminuire la variazione d'induttanza e quindi distanziare le emittenti di un certo tratto della scala.

Se l'avvolgimento è cilindrico e regolare, senza spire spaziate, al movimento del nucleo corrisponde un certo affollamento di emittenti verso il centro della scala, mentre agli estremi risultano spaziate. Per evitare questo inconveniente

vengono spaziate le spire al centro dell'avvolgimento, quando altri fattori non costringano ad evitare la spaziatura. Spaziando le spire al centro è necessario allungare tutta la bo-

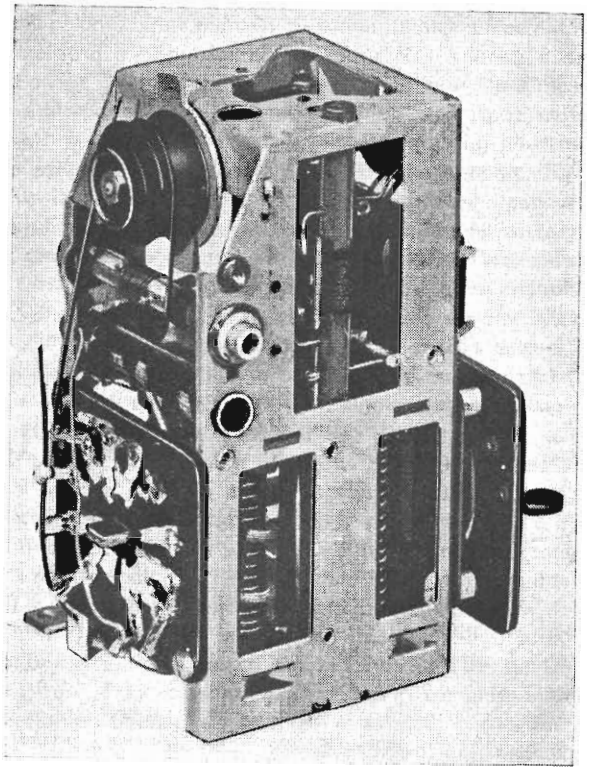


Fig. 5.4. - Gruppo AF a permeabilità.

bina, e quindi aumentare l'escursione del nucleo, ciò che non sempre è possibile, dato il maggiore ingombro. La sagomatura del nucleo è anch'essa possibile, ma presenta lo stesso

inconveniente di diminuire la permeabilità complessiva, e quindi ridurre il rapporto di frequenza.

Dato che con induttori variabili a nucleo è difficile raggiungere il rapporto di frequenza 3 nella gamma OM, le *supereterodine con sintonia a permeabilità* sono generalmente *a gamma OM suddivisa*. In tal modo il problema è superato e gli induttori si prestano ottimamente. È anche possibile la spaziatura dell'avvolgimento o la sagomatura del nucleo, dati gli ampi margini disponibili.

Nella *gamma onde corte* il rapporto di induttanza consentito dagli induttori variabili è di circa la metà di quello realizzabile nella gamma OM. Ciò per il fatto che la permeabilità dei nuclei magnetici diminuisce rapidamente con l'aumentare della frequenza.

Nella *gamma onde cortissime* il rapporto di induttanza è circa la quarta parte di quello della gamma OM.

Risulta che non è possibile con gli induttori variabili ottenere un'ampia escursione di frequenza nella gamma onde corte e cortissime, ciò che invece si può ottenere con un condensatore variabile di capacità sufficientemente alta. Non si possono realizzare supereterodine con una gamma onde medie e una gamma onde corte con sintonia a permeabilità. La gamma onde medie risulterebbe stretta, escludendo le emittenti agli estremi; la gamma onde corte risulterebbe strettissima, rendendo possibile la ricezione soltanto di una limitata parte delle emittenti onda corta. È per questa ragione che gli apparecchi con sintonia a permeabilità hanno due gamme OM e tre o quattro gamme onde corte-cortissime. Se il numero di gamme è inferiore, la gamma complessiva di ricezione non è completa.

Commutazione di gamma nelle supereterodine a permeabilità.

Negli apparecchi a condensatore variabile il passaggio da una gamma all'altra si ottiene con la sostituzione delle

bobine. Il condensatore variabile è sempre lo stesso; può essere a sezione intera o suddivisa.

Nelle supereterodine a permeabilità è l'induttore variabile che rimane sempre lo stesso, mentre la commutazione si ottiene con la sostituzione delle capacità di accordo. Anche in questo caso, l'induttore variabile può essere a sezione intera o a sezione suddivisa.

INDUTTORE VARIABILE A SEZIONE INTERA

La fig. 5.5 indica un circuito d'entrata a induttore variabile, per 2 OM e per 4 OC. L'induttore variabile è uno solo per ciascuna delle 6 gamme.

Nella posizione M2 la gamma di ricezione va da 350 a 570 metri; in parallelo all'induttore vi è un condensatore fisso di 380 pF con il relativo compensatore. Nella posizione M1, da 195 a 350 metri, vi è invece un condensatore fisso di 100 pF, con il proprio compensatore.

Le quattro gamme onde corte non si ottengono con condensatori fissi di capacità sempre minore, in quanto occorre tener presente l'esistenza della capacità residua del circuito, sulla quale piccole capacità fisse avrebbero ben poco effetto. Viene ridotta l'induttanza dell'induttore variabile.

Nel caso del condensatore variabile la riduzione di capacità si ottiene con il collegamento IN SERIE di un condensatore fisso di capacità adeguata. È questo il condensatore riduttore di cui è detto a pag. 236. Quando invece la sintonia è ottenuta con induttore variabile la riduzione di induttanza si ottiene con il collegamento IN PARALLELO di una bobina di induttanza adeguata. (Con il collegamento di 2 condensatori in serie si ottiene una diminuzione di capacità; con il collegamento di due resistenze o di due induttanze in serie si ottiene un aumento della resistenza o dell'induttanza; due capacità in parallelo determinano un aumento, due resistenze o due induttanze in parallelo determinano una diminuzione).

Maggiore è l'induttanza della bobina riduttrice — anch'essa con nucleo magnetico, fisso anzichè mobile — maggiore è la riduzione dell'induttanza dell'induttore variabile.

Nella figura 5.5 vi è una sola bobina riduttrice, con 3 prese, in modo da ottenere 4 valori di induttanza. Quando è inserita la bobina, posizione C_4, la riduzione dell'induttore

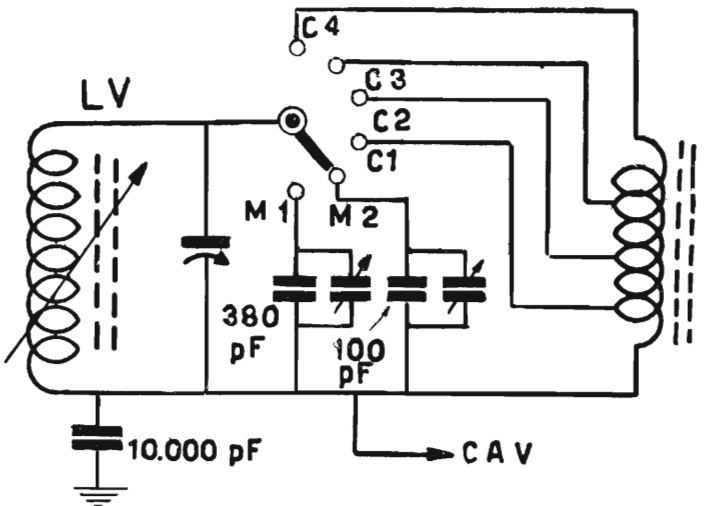


Fig. 5.5. - Circuiti con induttore variabile a sezione interna.

è massima, e la gamma è a frequenza più alta. All'opposto quando è in parallelo solo la parte più piccola della bobina, la riduzione è minima e la gamma è a frequenza più bassa.

Dato che la permeabilità del nucleo diminuisce notevolmente con le frequenze più alte, il rapporto di frequenza risulta molto ridotto e quindi l'escursione di frequenza limitata. Le varie gamme OC hanno estensione molto ridotta. Per esempio:

Onde corte a 49 metri:	da 52	a 46	m
Onde corte a 41 metri:	da 42,7	a 39	m
Onde corte a 31 metri:	da 32,2	a 30,2	m
Onde corte a 25 metri:	da 25,9	a 25	m

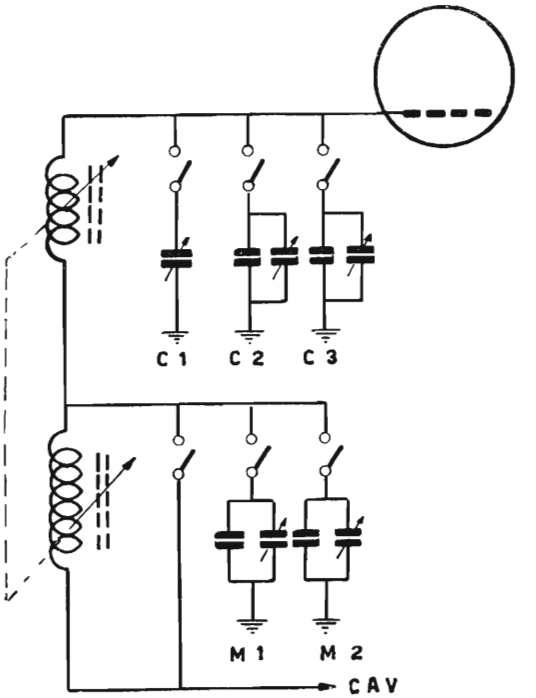


Fig. 5.6. - Circuiti con induttore suddiviso.

A mano a mano che si scende verso frequenze più alte, diminuisce l'estensione di gamma.

Va notato il fatto che con un solo induttore variabile è possibile sintonizzare il ricevitore sia nelle due gamme onde medie che nelle quattro ad onde corte. Il sistema indicato

consente di ottenere la *ricezione su bande allargate*. Poichè ciò è ottenuto in modo molto semplice, questo nuovo sistema, dovuto all'ing. A. Recla, costituisce un reale progresso della tecnica dei radioricevitori.

Va anche tenuto conto che il materiale ferromagnetico è presente solo in piccola parte nel funzionamento delle onde corte, cosicchè gli organi inerenti possono raggiungere una elevata efficienza.

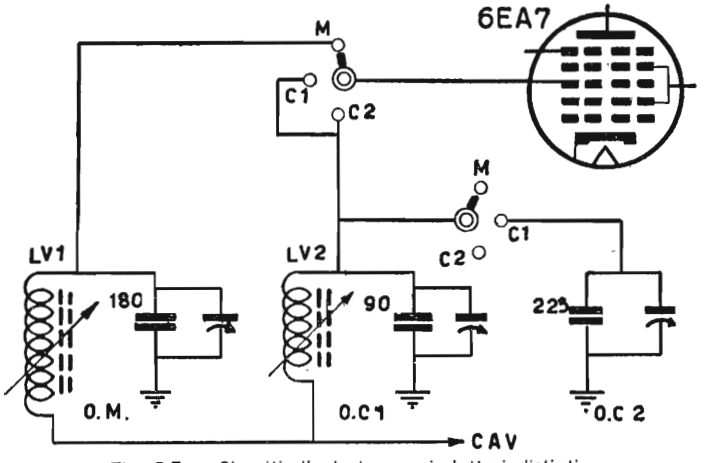


Fig. 5.7. - Circuiti d'entrata con induttori distinti.

INDUTTORE VARIABILE SUDDIVISO

La figura 5.6 indica un esempio di circuito d'entrata con induttore variabile suddiviso. Per la gamma onde corte viene utilizzata una sola parte dell'induttore variabile, appunto come avviene nei condensatori variabili.

Per la gamma OM, suddivisa in due parti, viene utilizzata l'intera induttanza dell'induttore variabile. Per OM2 vi è in parallelo ad essa un condensatore fisso con il relativo compensatore, di capacità adeguata; per OM1 vi è un altro con-

densatore con compensatore di capacità minore. Nelle tre posizioni OC è cortocircuitata una parte dell'induttore; l'altra viene messa in parallelo con capacità adeguate ai tre campi d'onda.

INDUTTORI VARIABILI DISTINTI

La figura 5.7 indica un terzo esempio, relativo questo al mod. 9A85 della Marelli, corrisponde pure ai mod. 9U65 e 9A75. Vi è un induttore variabile LV_1 per le onde medie, che sono a gamma intera, e un secondo variabile LV_2 per le due gamme onde corte.

La gamma OM va da 180 a 570 m, la gamma OC1 va da 30,5 a 52 m, la gamma OC2 va da 18,7 a 32 m. Al contrario degli esempi precedenti, vi sono due induttori variabili, uno per la gamma OM e l'altro per le due gamme OC. Il passaggio dalla gamma OC2 alla OC1 è ottenuto con l'aggiunta di un condensatore fisso di 225 pF con il proprio compensatore.

Circuiti oscillatori a induttore variabile.

Gli induttori variabili a semplice bastoncino pieno si prestano bene per il circuito oscillatore OM dato che il richiesto rapporto di induttanza è di circa 2,2 o 2,3 anzichè 8.

Come nel caso dei condensatori variabili, così anche gli induttori variabili del circuito d'entrata e di quello d'oscillatore hanno i nuclei magnetici comandati simultaneamente, mediante un dispositivo meccanico di movimento che fa capo alla manopola di sintonia della supereterodina.

Il problema del monocomando può essere risolto in cinque modi diversi:

a) con supporti di spessore diverso, in modo da ottenere una diversa permeabilità, corrispondente ai diversi rapporti di frequenza;

b) con nuclei magnetici di diametro diverso;

c) con avvolgimenti diversi;

d) con induttanza correttrice *(induttanza padding)* in serie all'induttore d'oscillatore;

e) con induttanza riduttrice *(induttanza di fondo)* in parallelo all'induttore dell'oscillatore, identico a quello d'entrata.

In pratica sono utilizzati i due ultimi sistemi. Quello con induttanza padding è simile a quello normale con correttore, salvo il fatto che l'induttanza padding *aumenta* il valore dell'induttanza, anzichè diminuirla. Poichè l'aumenta, è necessario che l'induttore dell'oscillatore non sia eguale a quello d'entrata. Non si possono utilizzare due induttori variabili identici, come si utilizzano invece due condensatori variabili identici.

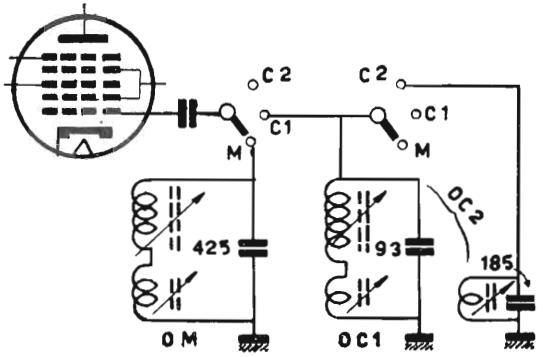


Fig 5.8. - Circuiti con induttanza padding regolabile.

La minore induttanza dell'induttore d'oscillatore si può ottenere con uno dei tre primi sistemi, per esempio spaziando le spire dell'avvolgimento in modo adeguato. Si può anche ottenerla con una induttanza fissa in parallelo. Ma in tal caso oltre all'induttore si avrebbero due induttanze, una in serie e l'altra in parallelo.

La figura 5.8 indica un esempio pratico (Marelli 9U65, 9A75 e 9A8). L'induttore del circuito oscillatore è di induttanza minore di quello d'entrata, ed ha in serie una induttanza padding regolabile. In parallelo vi è un condensatore fisso di 425 pF. Vi è un secondo induttore variabile per le

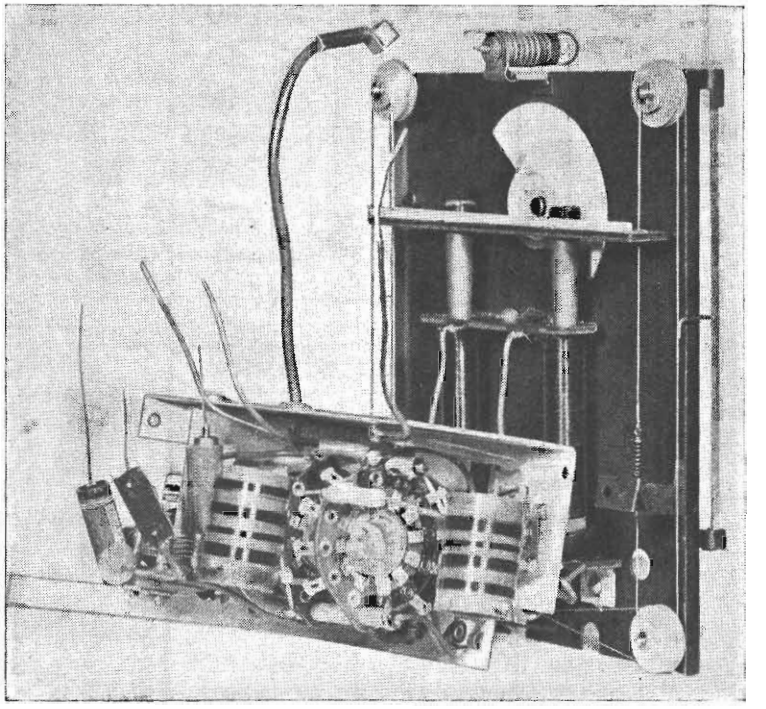


Fig. 5.9. - Gruppo AF con sintonia a permeabilità. Dietro la scala parlante sono visibili i due induttori variabili, d'entrata e d'oscillatore. (All. Bacch. mod. 526).

gamme OC, adatto per la sola gamma OC1, da 30,5 a 52 metri, con in serie la propria induttanza padding, e in parallelo il condensatore di 93 pF. Nella posizione OC2, da 18,7 a 32 metri al circuito OC1 viene collegato in parallelo una

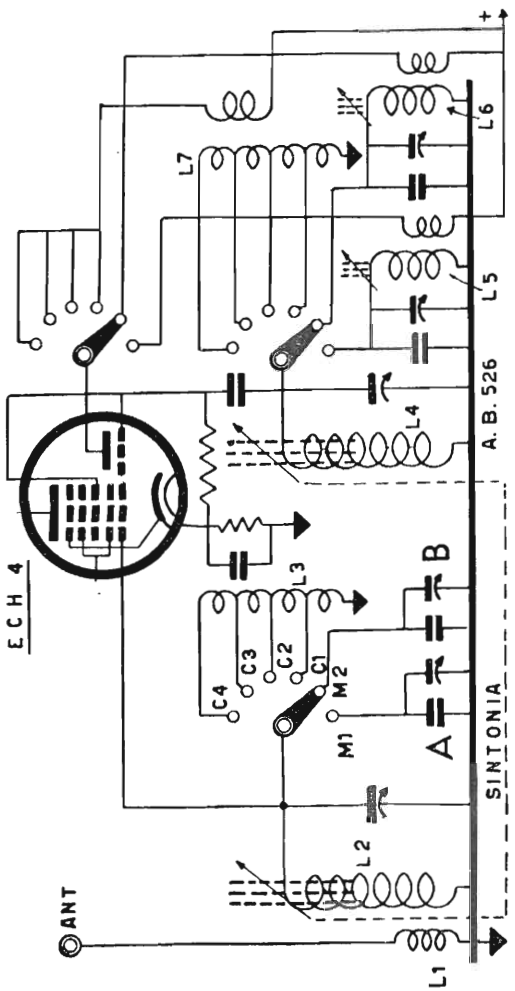


Fig. 5.10. - Circuiti d'entrata e d'oscillatore di cui la fig. 5.9.

induttanza riduttrice, regolabile e provvista di condensatore di 185 pF in parallelo. Tale aggiunta ha l'effetto di ridurre l'induttanza dell'induttore variabile, in modo da consentirgli l'escursione entro una più elevata gamma di frequenze.

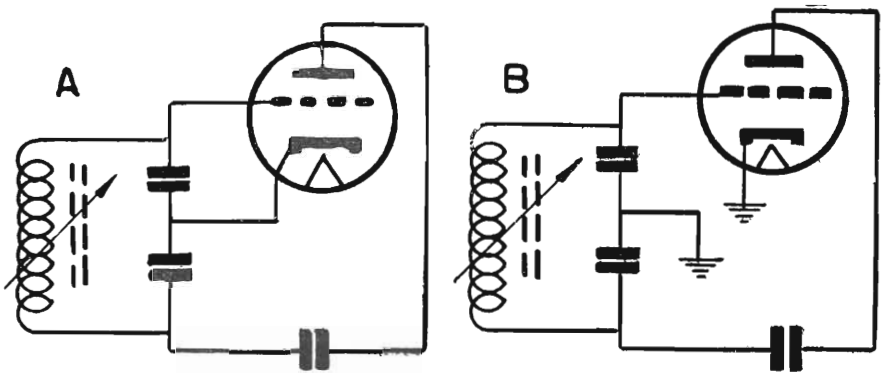


Fig. 5.11. - Circuiti Colpitts.

INDUTTANZA RIDUTTRICE

La figura 5.10 indica un altro esempio. Visto che la riduzione di induttanza si ottiene con una seconda induttanza IN PARALLELO e non in serie, in questo caso l'induttanza padding è collegata in parallelo anzichè in serie. È questo il sistema di allineamento con *induttanza riduttrice*.

Il commutatore di gamma collega una induttanza riduttrice L_5 per la gamma OM1, in parallelo all'induttore variabile, e un'altra induttanza riduttrice L_6 per la gamma OM2. Circa lo stesso avviene per le quattro gamme OC, con la differenza che invece di quattro induttanze fisse, vi è una sola induttanza con 4 prese.

CIRCUITI CON REAZIONE COLPITTS

Nei due esempi indicati sono necessari gli avvolgimenti di reazione. Si possono eliminare utilizzando la reazione si-

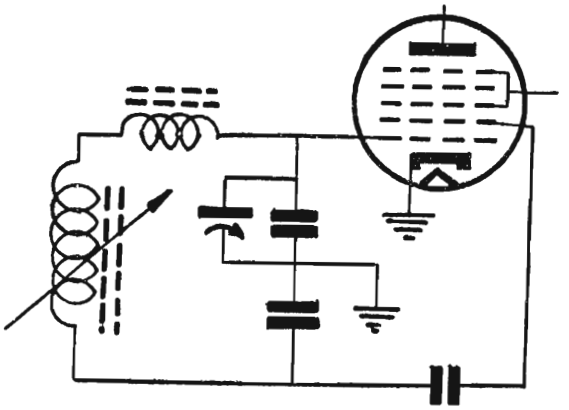


Fig. 5.12. - Circuito d'oscillatore con reazione Colpitts (Nova).

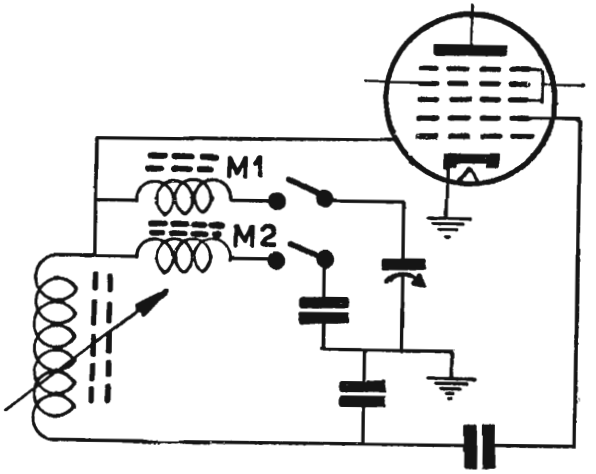


Fig. 5.13. - Circulto d'oscillatore a induttore variabile. Gamma OM suddivisa e circuito Colpitts.

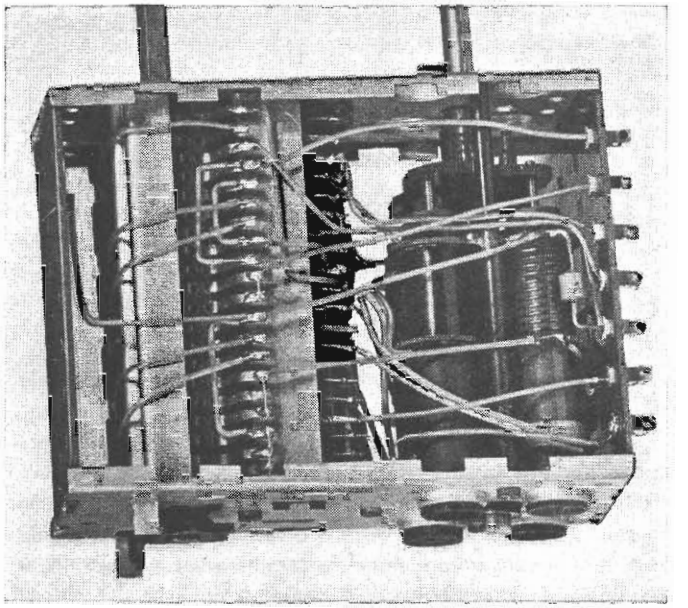


Fig. 5.14. - Gruppo AF a permeabilità con 4 bobine e 20 contatti. (Nova Radio).

stema Colpitts, consistente, come in *A* di figura 5.11, di due condensatori in serie tra i quali è collegato il catodo della valvola. Si ottiene in tal modo una divisione della tensione AF, e una retrocessione di segnali dalla placca alla griglia, ossia dalla griglia anodica a quella oscillatrice. Se il catodo è collegato a massa, il circuito diventa quello indicato in *B*.

Il circuito oscillatore Colpitts è completo in figura 5.12. Oltre all'induttore variabile è presente l'induttanza padding in serie. In parallelo al condensatore fisso collegato alla griglia è presente un compensatore, per completare l'allineamento. Se la gamma OM è suddivisa, sono necessarie due induttanze padding e relativi condensatori, come in fig. 5.13.

CAPITOLO SESTO

I CIRCUITI DEL C.A.V.

Considerazioni generali.

Il controllo automatico di volume ha lo scopo generale di compensare le differenze d'intensità esistenti tra i segnali in arrivo, nonchè le variazioni d'intensità di uno stesso segnale per effetto di evanescenza. Nel caso ideale tale controllo dovrebbe consentire di ricevere tutte le emittenti con lo stesso volume sonoro, ossia a ciascun segnale, sia debole o forte, dovrebbe corrispondere la stessa resa d'uscita, determinata dalla posizione del controllo manuale di volume. Il c. a. v. dovrebbe costringere il ricevitore ad amplificare fortemente i segnali di debole intensità, e ad amplificare pochissimo quelli provenienti dalla stazione locale, in modo che la intensità sonora delle varie riproduzioni sia la stessa. Inoltre dovrebbe compensare le evanescenze, e non appena il segnale perde d'intensità provocare un immediato e corrispondente aumento nell'amplificazione, in modo da mantenere costante la resa d'uscita, per quanto grande possa essere la evanescenza, a meno che il segnale non risulti del tutto annullato.

Dati questi requisiti, il c. a. v. è presente in tutti i ricevitori, anche nelle piccole supereterodine a due valvole più la raddrizzatrice, tenuto anche conto del basso costo delle resistenze e capacità fisse che lo compongono.

Definizioni.

La denominazione *controllo automatico di volume* è comunemente nell'uso, ma non è esatta. Il termine *controllo di volume* è in uso sin dagli inizii della radiotecnica per designare un dispositivo regolatore d'intensità sonora. Però, con questo termine, si sono poi designati tanto i *regolatori di intensità sonora* quanto quelli di sensibilità, ossia i *regolatori di guadagno* della parte amplificatrice a radiofrequenza dei ricevitori.

Il controllo automatico di volume agisce soltanto sulla parte amplificatrice a radiofrequenza, quindi varia la sensibilità del ricevitore e dovrebbe perciò venir chiamato *controllo automatico di sensibilità*, o meglio ancora *regolatore automatico di sensibilità*. È bene che il lettore tenga presente che tutti questi termini sono sinonimi, e che non pensi ad altrettanti dispositivi diversi. Si tratta sempre ed esclusivamente del c. a. v.

Nella pratica è talmente comune il termine *controllo automatico di volume* che l'uso di un termine diverso, anche se più esatto, può determinare confusione.

Principio del c. a. v.

La figura 6.1 indica un esempio tratto da un ricevitore di recente costruzione. Delle tre valvole, la WE 32 provvede alla conversione di frequenza, la EF 9 all'amplificazione a m. f. e la EBC 3 alla rivelazione, amplificazione b. f. ed a rettificare una parte del segnale per fornire la tensione continua di controllo. Dalla placca della valvola amplificatrice a m. f. il condensatore C_1 preleva una piccola parte del segnale amplificato, che risulta in tal modo applicata ad uno dei diodi. R_1 e R_2 costituiscono la resistenza di carico del diodo, quindi la tensione rettificata si localizza ai loro capi. Della tensione rettificata una parte viene applicata alla griglia controllo della valvola in m. f. mentre la restante

tensione va alla griglia controllo della convertitrice. Nel primo caso la tensione viene applicata attraverso la resistenza R_3, nel secondo mediante la R_4. I condensatori C_2 e C_3 provvedono al livellamento della tensione, ossia ad eliminare la componente a b. f. Le resistenze servono allo stesso scopo, oltre a quello di disaccoppiare i circuiti. In

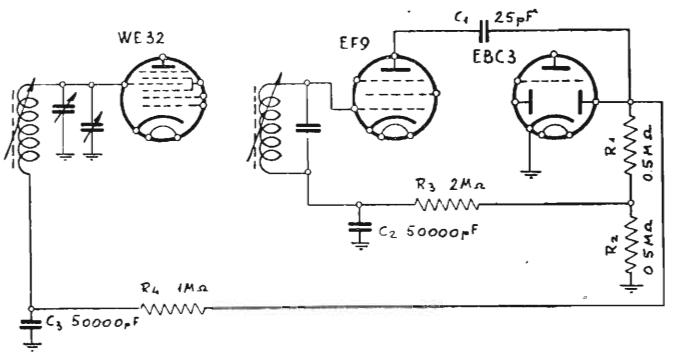


Fig. 6.1. - Esempio di realizzazione del c. a. v. (Voce del Padrone, telaio 531).

tal modo il c. a. v. non risente della profondità di modulazione del segnale, ma agisce solo in corrispondenza all'ampiezza del segnale portante.

È così lo stesso segnale che controlla automaticamente l'amplificazione a radiofrequenza, ossia la sensibilità del ricevitore, in modo da compensare le fluttuazioni della propria ampiezza. Ad ogni diminuizione di ampiezza del segnale corrisponde una diminuizione della tensione applicata dal c. a. v. alla prima ed alla seconda valvola, e quindi un aumento di amplificazione, e compensazione della diminuizione di ampiezza. È il principio di funzionamento del *compensatore di evanescenza*. L'altro vantaggio è di evitare che al diodo rivelatore vengano presentati segnali di am-

piezza eccessiva, poichè i segnali molto forti determinano tensioni elevate del c. a. v. e quindi riduzioni adeguate nell'amplificazione. In tal modo per quanto forte possa essere il segnale applicato all'entrata del ricevitore, non può mai superare un certo livello quando giunge alla valvola rivelatrice. È il principio del *regolatore automatico di sensibilità*.

Azione del c. a. v. sulle valvole.

Mentre per le valvole DOPO la rivelatrice la tensione massima del segnale è determinata dalla posizione del controllo di volume, e quindi è possibile evitare la sovramodulazione di tali valvole mediante azione su tale controllo manuale, nel caso invece delle valvole che precedono la rivelatrice la limitazione del segnale è affidata solo al c. a. v. È il c. a. v. che deve provvedere ad impedire la sovramodulazione delle valvole convertitrice di frequenza e delle valvole amplificatrici a m. f.

L'azione principale viene effettuata sulla valvola convertitrice, per cui la tensione di controllo applicata a questa valvola è più elevata di quella applicata alle valvole amplificatrici m. f. Nella figura 6.1 l'intera tensione disponibile è applicata alla griglia controllo della convertitrice, mentre solo una parte è applicata alla valvola amplificatrice. Quest'ultima valvola non può venir comandata troppo fortemente poichè la sua curva è meno ripida di quella della valvola convertitrice. Regolazioni forti possono determinare facilmente distorsioni di modulazione.

Collegamento del diodo c. a. v.

Il diodo c. a. v. può venir collegato o al circuito primario dell'ultimo trasformatore di m. f. o a quello secondario. Non è indifferente che venga collegato all'uno o all'altro. Mentre un tempo il diodo c. a. v. veniva collegato

quasi esclusivamente al secondario, con C_2, figura 6.2, attualmente è quasi generalizzato l'uso di collegarlo al primario, con C_1.

A) *Collegamento al secondario.* Consente di ottenere una migliore selettività ed una maggiore amplificazione in m. f. L'accordo del ricevitore sulla emittente desiderata è più preciso. Lo smorzamento introdotto dalla presenza del diodo nel circuito accordato è poco importante, poichè vi è già lo smorzamento dovuto al diodo rivelatore. Ha due svantaggi: il ricevitore sembra meno selettivo e si ottiene

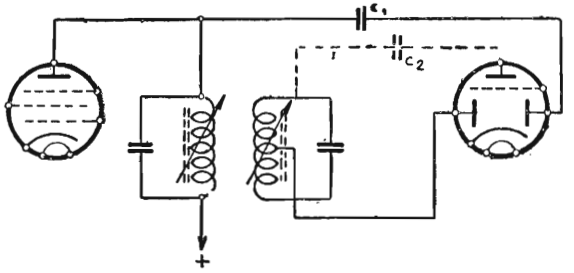


Fig. 6.2 - Collegamento del condensatore per il c. a. v. (C1 nei recenti ricevitori; C2 nei ricevitori vecchi).

maggiore distorsione della resa a b. f. e ciò per la presenza nel circuito secondario di una parte della tensione b. f.

B) *Collegamento al primario.* Consente una più facile manovra di sintonia non solo dei ricevitori sprovvisti di indicatore ottico ma anche di quelli che ne sono provvisti. In tal caso l'indicatore ottico è più pronto e preciso. Soprattutto risulta minore la distorsione di modulazione, in quanto si localizza nel circuito primario e non ha possibilità di venir trasferita alla sezione amplificatrice della valvola. Il circuito del c. a. v. e quello di amplificazione di tensione a b. f. risultano completamente separati. Ciò è importante poichè nel caso di c. a. v. ritardato, data la polarizzazione del diodo, la distorsione del segnale applicato al diodo

c. a. v. può risultare fortissima. Non ha alcuna importanza, in quanto va ricavata la sola componente continua, ma è necessario impedire possa giungere ai circuiti d'amplificazione a b. f., sicchè risulta evidente la necessità della accurata separazione dei circuiti c. a. v. e b. f. Infine il collegamento al primario sembra rendere più selettivo il ricevitore, data l'azione più pronta e netta dell'indicatore ottico.

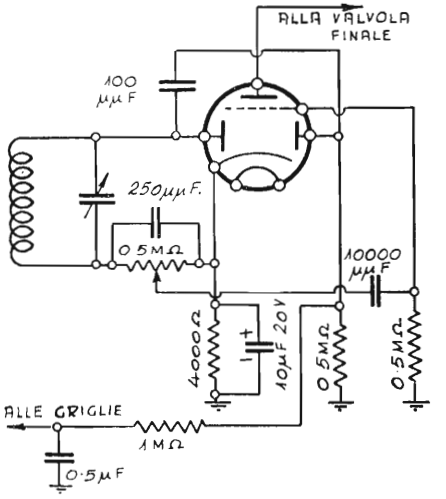


Fig. 6.3. - Esempio di controllo automatico di volume ritardato.

Controllo automatico di volume ritardato (o dilazionato).

Scopo del controllo automatico di volume ritardato (detto anche dilazionato) è quello di impedire che la sensibilità del ricevitore diminuisca anche quando sono presenti segnali molto deboli, cioè quando il ricevitore è accordato su emittente debole e lontana. In tal caso è necessario

che l'apparecchio disponga della sua massima sensibilità, ed è necessario impedire che il segnale in arrivo determini l'azione frenante.

Per ottenere il C. A. V. RITARDATO è necessario usare un diodo per la rivelazione ed uno per il c. a. v. La figura 6.3

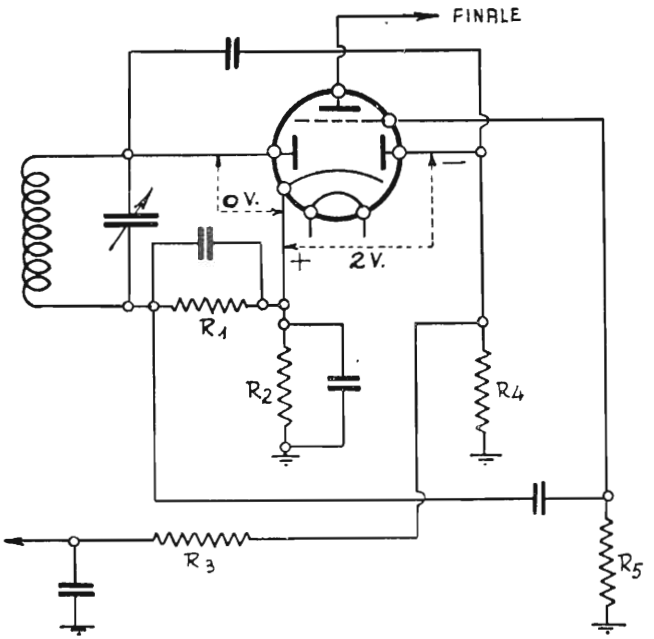


Fig. 6.4. - Per ottenere il c. a. v. ritardato, il diodo c. a. v. deve avere una tensione superiore rispetto l'altro diodo.

indica come si ottiene il c. a. v. ritardato. Ad un diodo giunge l'intera oscillazione da rivelare. Al diodo c. a. v. viene passata una piccola parte di questa tensione mediante un condensatore di 100 pF.

L'effetto del c. a. v. ritardato è ottenuto per il fatto che al diodo c. a. v. è applicata costantemente una tensione negativa di polarizzazione. Soltanto le oscillazioni che riescono a superare questa tensione negativa possono far azionare il c. a. v. e quindi determinare l'azione frenante. Le deboli oscillazioni, determinate da stazioni lontane, non possono far funzionare il c. a. v. e quindi per esse l'apparecchio funziona con la massima sensibilità.

La tensione negativa applicata al diodo c. a. v. è ottenuta mediante la resistenza di 4000 ohm inclusa tra il catodo e la massa. Data la presenza della parte amplificatrice della valvola, ossia del triodo, anche in condizione di riposo, una corrente elettronica passa dal catodo alla placca del triodo. Tale corrente scorre attraverso la resistenza catodica, quindi per effetto della caduta di tensione attraverso questa resistenza, il catodo si trova ad un potenziale positivo rispetto alla base metallica dell' apparecchio. È come dire che la base metallica si trova ad un potenziale più negativo rispetto al catodo. Più alta è la resistenza catodica più alta è la differenza di potenziale tra il catodo e la massa (ossia la base metallica). La placchetta del diodo c. a. v. è collegata, mediante una resistenza di carico, alla massa. La placchetta del diodo rivelatore è collegata, mediante una resistenza di carico, direttamente al catodo.

Esiste quindi una differenza di potenziale tra il catodo e la placchetta del diodo c. a. v. Non esiste alcuna differenza di potenziale invece tra la placchetta del diodo rivelatore ed il catodo.

La placchetta del diodo c. a. v. si trova perciò ad un potenziale negativo rispetto al catodo. Esso è determinato dalla corrente di riposo della valvola e dalla resistenza di polarizzazione.

Dato che solo le semi-onde positive mettono in funzione il diodo c. a. v., occorre che esse siano superiori al potenziale negativo al quale si trova il diodo. È questo potenziale quindi che determina il ritardo.

La figura 6.4 indica una valvola con due diodi. Tra il diodo rivelatore ed il catodo non esiste alcuna differenza di potenziale. Tra il diodo c. a. v. ed il catodo esiste una differenza di potenziale di 2 volt. La placchetta di questo diodo è a — 2 volt rispetto al catodo.

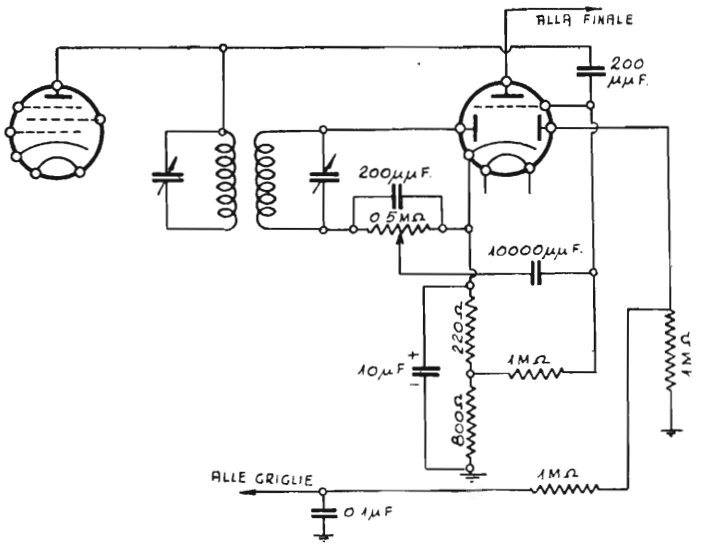


Fig. 6.5. - Esempio di doppia polarizzazione (c. a. v. e triodo).

Se al diodo c. a. v. viene applicato un segnale amplificato di un volt, le sue semi-onde positive non riescono a rendere positiva la placchetta del diodo, quindi non possono determinare alcuna tensione c. a. v.

Se allo stesso diodo viene invece applicato un segnale di 4 volt, esso riuscirà a superare i 2 volt negativi e quindi determinerà una tensione c. a. v. di 2 volt.

Con il c. a. v. ritardato può avvenire che il diodo c. a. v. richieda una tensione di polarizzazione diversa da quella

della griglia controllo. Generalmente la polarizzazione negativa del diodo c. a. v. è maggiore di quella della griglia controllo.

In tal caso la resistenza catodica è provvista di una presa, oppure è formata da due resistenze collegate in serie, come indica la figura 6.5. La tensione negativa per il diodo è fornita dalle due resistenze, ossia da 1020 ohm. Quella per la griglia è fornita dalla sola resistenza di 220 ohm. Questi valori s'intendono solo come esempio (v. fine capitolo).

Filtraggio della tensione c. a. v.

Nella figura 6.6 la resistenza *R* ed il condensatore C servono per separare la componente a bassa frequenza dalla componente continua, che deve essere applicata alle griglie

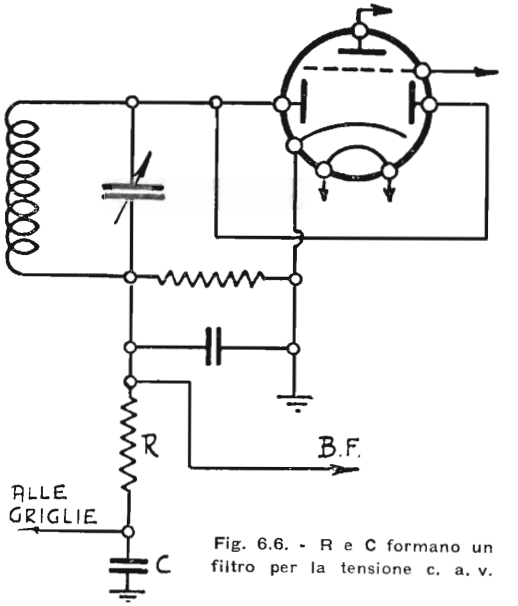


Fig. 6.6. - R e C formano un filtro per la tensione c. a. v.

delle valvole amplificatrici in alta o media frequenza. La resistenza *R* ed il condensatore C in serie formano perciò un filtro a resistenza-capacità il quale elimina la maggior parte della tensione a frequenza fonica.

Il condensatore C deve avere una capacità sufficientemente elevata per permettere il passaggio alle b. f., le quali devono preferire questo passaggio anzichè quello offerto dagli altri filtri posti più avanti, all'uscita di ciascun circuito accordato. La percentuale della tensione a b. f. che si manifesta ai capi di C può essere trovata nel modo seguente. Si supponga che la resistenza *R* sia di 1 mega, e che il condensatore C sia di 0,05 μF, come generalmente avviene in pratica.

La reattanza del condensatore alla frequenza di 50 periodi sarà di 64.000 ohm. Aggiungendo a questo valore quello della resistenza si ottiene:

$$Z = \sqrt{1\,000\,000^2 + 64\,000^2} = 1\,002\,000 \text{ ohm circa.}$$

La percentuale della tensione a bassa frequenza totale che apparirà ai capi del condensatore C potrà essere ottenuta nel modo seguente:

$$100 \times (64\,000 : 1\,002\,000) = 6{,}2\ \%$$

A frequenze più alte, quali quelle musicali, la percentuale sarà minore.

Ottenuto questo primo filtraggio, i filtri rappresentati dalle resistenze e capacità in serie, presenti nei ritorni di griglia di ciascuna valvola amplificatrice controllata provvederanno al filtraggio successivo. In tal modo il filtraggio totale porterà la presenza della tensione a b. f. a 0,1 % o meno, di quella totale. Si può osservare che riducendo a metà il valore di *R* e raddoppiando quello di C, si ottiene lo stesso grado di filtraggio. Conseguentemente: è il prodotto di C per *R* che determina l'efficienza del filtro.

Il c. a. v. e la costante-tempo.

Se l'intensità del segnale in arrivo subisce un'improvvisa variazione, il c. a. v. non entra in azione con la stessa simultaneità, e questo perchè è necessario un certo tempo prima che i condensatori riescano a caricarsi ed a scaricarsi. Sarà quindi pure necessario un certo tempo prima

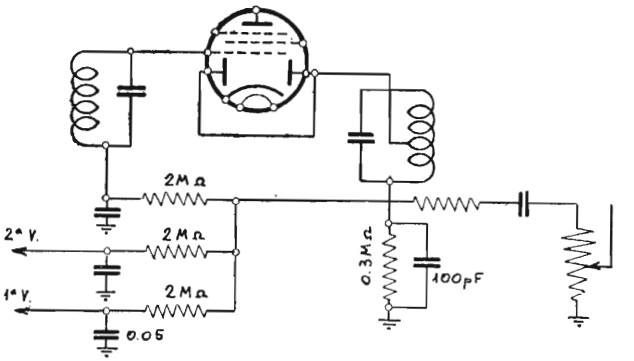


Fig. 6.7. - Esempio di livellamento della tensione c. a. v. (Telefunken mod. 640-645).

che gli stadi ad alta frequenza o a media frequenza possano raggiungere la loro sensibilità. Quando questo periodo è troppo lungo, diventa assai difficile accordare il ricevitore, perchè passando da una emittente forte ad un'altra vicina o debole, la sensibilità del ricevitore è ancora bassa, per cui la stazione debole non può essere intesa. Nello stesso modo passando da una stazione debole ad una potente affiancata, il ricevitore non può ridurre immediatamente la sensibilità, e durante il periodo di assestamento si verificherà un sovraccarico.

Gli svantaggi suddetti possono venir eliminati con una manovra di sintonia estremamente lenta, che però riesce scomoda e praticamente inadatta.

La velocità di adattamento può essere regolata. I casi sopra detti si verificano quando questa velocità è insufficiente. Essa dipende dai valori delle capacità e delle resistenze filtranti. La massima velocità di adattamento si verifica con valori determinanti la minima azione filtrante della tensione c. a. v. Occorre quindi stabilire un compromesso tra velocità di adattamento e l'azione filtrante.

Le migliori velocità di adattamento alle variazioni dell'intensità del segnale sono tra un decimo ed un ventesimo di secondo.

Esse sono determinate dal prodotto della resistenza e della capacità di filtraggio, prodotto che vien definito con il termine *costante-tempo*. Se le resistenze sono espresse in megaohm e le capacità in μF, il tempo è indicato in secondi.

Curve di regolazione del c. a. v.

L'andamento della regolazione dell'amplificazione per effetto del c. a. v. può venir espresso mediante una curva, detta *curva di regolazione del c. a. v.* Indica la tensione di sortita (tensione al diffusore) in funzione della tensione d'entrata (tensione del segnale nel circuito d'antenna). La curva corrisponde al controllo manuale di volume interamente aperto.

La figura 6.8 indica alcuni esempi di curve di regolazione. La curva *a*) è considerata perfetta; corrisponde a c. a. v. ritardato; tutti i segnali che abbiano superato un certo valore massimo (indicato dalla tratteggiata) forniscono una resa sonora praticamente costante. In tal caso il c. a. v. non entra immediatamente in funzione, ma consente la normale amplificazione di segnali d'intensità inferiore a tale valore.

Gli svantaggi che presenta una simile curva, pur considerata perfetta per ciò che riguarda l'azione del c. a. v., sono i seguenti:

1°) rende difficile accordare ad orecchio il ricevitore e richiede la presenza dell'indicatore ottico di sintonia;

2°) i segnali molto intensi vengono amplificati molto poco, per poter mantenere costante la resa d'uscita, indicata dal tratto orizzontale della curva, quindi il ricevitore può sembrare poco sensibile;

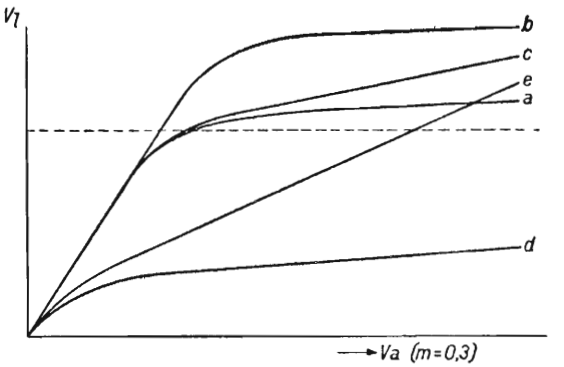


Fig. 6.8. - Esempi di curve di regolazione del c. a. v.

3°) l'utente profano può ritenere che il ricevitore sia poco selettivo data la compensazione della diminuzione del segnale fuori sintonia.

La curva *b*) è adatta per ricevitori con valvola finale di potenza maggiore. Presenta l'inconveniente che il c. a. v. entra in funzione solo per segnali d'intensità sensibilmente più elevata. È adatta per ricevitori di alta classe, molto sensibili.

La curva *c*) è adatta per apparecchi di medio costo. Presenta il vantaggio che il c. a. v. entra in azione quando la valvola finale è interamente modulata, e lo svantaggio che la compensazione dell'evanescenza è meno efficiente.

La curva *d*) corrisponde a c. a. v. senza ritardo, adatta

per ricevitori molto economici. Il c. a. v. entra in azione per segnali troppo deboli per cui la piena modulazione della valvola finale non può venir mai raggiunta.

La curva e) indica azione poco efficace del c. a. v., con alcuni vantaggi, e con l'inconveniente della scarsa compensazione delle evanescenze. È adatta per apparecchi modesti.

Controllo automatico amplificato.

Si è visto che la tensione per il c. a. v. viene ottenuta prelevando una parte del segnale a m. f. dal primario dell'ultimo trasformatore a m. f. e applicandola ad un diodo per ottenerne la rettificazione. L'inconveniente principale di tale sistema consiste nell'accoppiamento tra il circuito a m. f. ed il circuito c. a. v., dal quale deriva minore selettività, minore efficienza e maggiore distorsione. Per evitare i notevoli inconvenienti dovuti alla presenza del c. a. v., in alcuni ricevitori è presente una valvola amplificatrice destinata al c. a. v. Ricevitori di recente costruzione a sole 5 valvole riservano una di esse all'amplificazione per il c. a. v., con lo scopo di evitare gli inconvenienti detti ed ottenere una più efficace azione di controllo. In simili ricevitori la prima valvola converte la frequenza del segnale in arrivo, la seconda lo amplifica a m. f., la terza è destinata all'amplificazione per il c. a. v., la quarta provvede all'amplificazione finale. In quest'ultima valvola sono ospitati i due diodi, uno per la rivelazione accoppiato alla seconda valvola, ed uno per il c. a. v. accoppiato alla terza valvola.

La figura 6.9 indica in *A* la utilizzazione comune delle quattro valvole di un ricevitore di tipo normale. La quinta valvola, ossia la raddrizzatrice, è stata omessa. In *B* è indicata l'utilizzazione più recente. I due diodi sono passati nella valvola finale. Manca l'amplificazione di tensione b. f., per cui il segnale ottenuto dalla rivelazione pilota senz'altro la valvola finale. Le caratteristiche di quest'ultima valvola

compensano l'assenza dell'amplificazione di tensione b. f. In tal modo UNA VALVOLA È DESTINATA UNICAMENTE AD AMPLIFICARE IL SEGNALE A M. F. DESTINATO AL C. A. V. (v. anche fig. 6.10).

Un esempio pratico di utilizzazione delle quattro valvole come in *B* è indicato dallo schema di figura 6.10. Il secon-

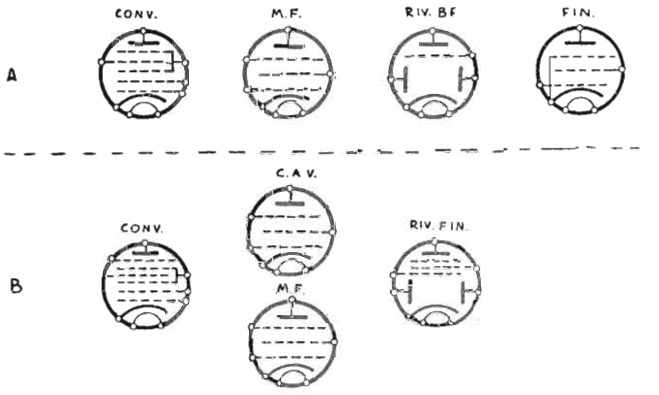


Fig. 6.9. - A) Utilizzazione comune delle 4 valvole di una supereterodina a 4+1; B) Utilizzazione più recente.

dario del primo trasformatore m. f. è collegato sia alla griglia della valvola V 1 amplificatrice m. f. sia alla valvola V 2 amplificatrice per il c. a. v. Non vi è nessuna sottrazione di segnale. Le due valvole sono pilotate contemporaneamente dallo stesso segnale. Il circuito di placca della valvola in m. f. è normale. Il secondo trasformatore m. f. la collega al diodo d_1 compreso nel bulbo della valvola finale. Il circuito di placca della valvola per il c. a. v. comprende una resistenza *R*, una capacità C ed un'induttanza *L* in parallelo, le quali costituiscono il carico della valvola. Il segnale amplificato viene trasferito, mediante il condensatore C_1 al diodo d_2 pure compreso nella valvola finale. La componente continua risulta presente ai capi della resistenza di carico

del c. a. v., costituita dalle resistenze in serie R_1 ed R_2. Tutta la tensione disponibile va alla griglia controllo della valvola convertitrice, mentre una parte viene inviata alla griglia controllo della valvola amplificatrice m. f. attraverso la resistenza livellatrice R_3.

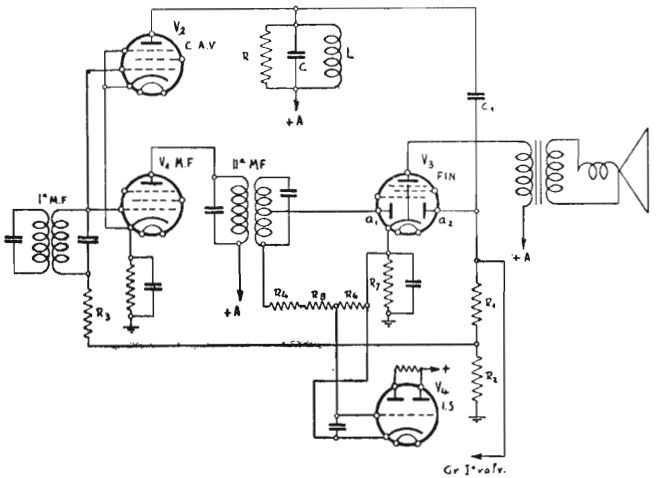


Fig. 6.10 - Utilizzazione delle valvole come in B di fig. 6.9. La valvola V4 è l'indicatrice ottica di sintonia. (Philips mod. 476).

La tensione di ritardo del c. a. v. è determinata dalla resistenza R_7 destinata pure alla polarizzazione negativa della valvola finale, e perciò presente nel circuito del catodo.

L'indicatore ottico di sintonia V4 è comandato dalla tensione b. f. fornita dal diodo rivelatore d_1, il quale funziona senza ritardo, ciò che consente maggiore sensibilità all'indicatore stesso. La resistenza di carico di d_1, costituita dalle resistenze in serie R_4, R_5 e R_6, è collegata direttamente al catodo, e non attraverso la resistenza di polarizzazione R_7,

come invece avviene per la resistenza di carico del diodo c. a. v.

I vantaggi che si ottengono con questa nuova utilizzazione delle quattro valvole dei ricevitori normali sono:

a) controllo automatico di volume più efficiente perchè amplificato;

b) disaccoppiamento totale tra il circuito c. a. v. ed il circuito m. f., nonchè disaccoppiamento tra il c. a. v. e l'indicatore di sintonia, e quindi maggiore sensibilità dell'indicatore.

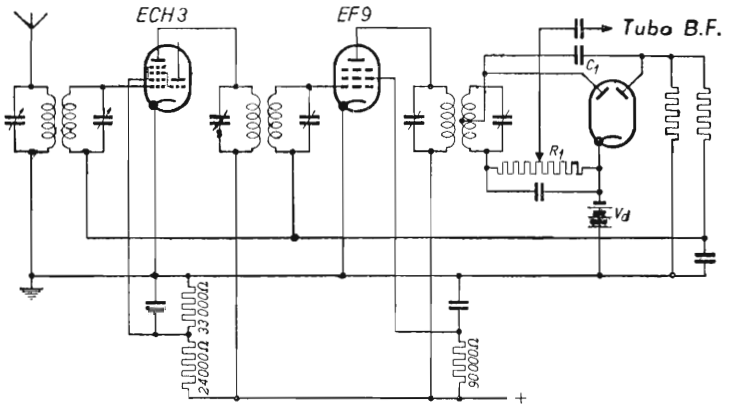


Fig. 6.11. - Esempio di schema per il calcolo della curva c. a. v.

Esempio di tracciamento di curva c. a. v.

La fig. 6.11 indica una valvola convertitrice ECH 3 seguita da un'amplificatrice m. f. EF 9. Queste due valvole sono seguite da un doppio diodo per la rivelazione e il c. a. v. È stato indicato un doppio diodo per semplicità, ma in pratica esso fa parte di una valvola amplificatrice a m. f. o a b. f.

Si possono computare gli aumenti del segnale a. f. in relazione a quelli del segnale b. f. per poter tracciare la curva caratteristica del c. a. v. ed anche calcolare la tensione all'entrata della valvola amplificatrice m. f.

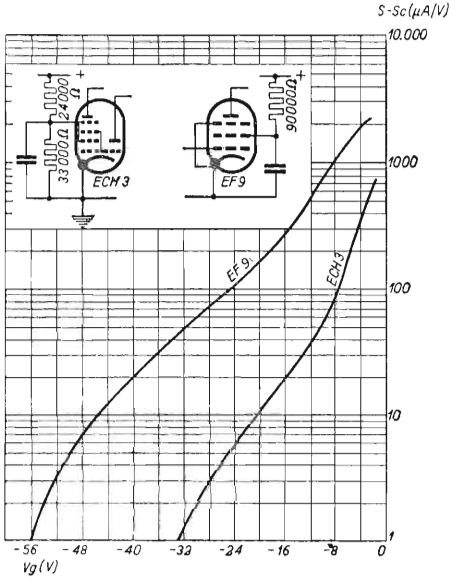


Fig. 6.12. - Caratteristica di pendenza delle valvole ECH3 e EF9

A tale scopo va anzitutto preparata una TABELLA SEGNALE ENTRATA-RESA USCITA. Essa serve per raccogliere tutti i dati di funzionamento relativi al c. a. v. e quindi per tracciare la curva del controllo automatico. Serve anche per poter stabilire le varianti da apportare al circuito onde variare la curva c. a. v. se ciò risulta necessario.

Per preparare la tabella occorre disporre delle seguenti curve caratteristiche:

a) curva caratteristica della pendenza (o conduttanza mutua, se valvole di tipo americano), fig. 6.12, di ciascuna delle valvole controllate;

b) curva di relazione tra la tensione del segnale applicato al rivelatore e la tensione continua ricavata dal rivelatore, e destinata al controllo automatico, fig. 6.13;

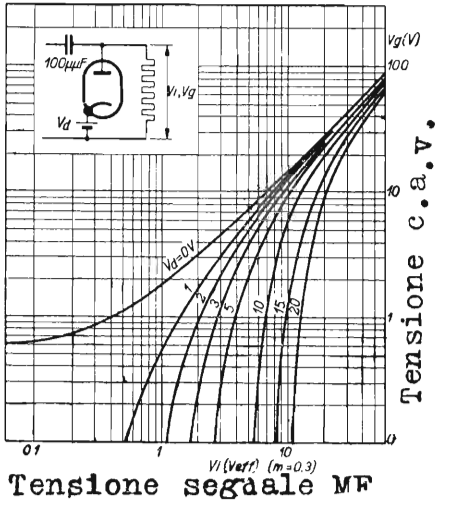


Fig. 6.13. - Curve diodo c. a. v. per diverse tensioni di ritardo. (Nell'esempio è usata la curva 3).

c) curva di relazione tra la tensione del segnale applicato al rivelatore e quella applicata all'altoparlante, figura 6.14.

La prima curva, fig. 6.12, indica come rispondono le valvole controllate dalla tensione di controllo, ossia indica le variazioni di amplificazione in conseguenza delle variazioni della tensione di controllo.

La seconda curva, fig. 6.13, indica quali variazioni si ottengono nella tensione di controllo al variare del segnale.

È questa la curva che specificatamente si riferisce alla tensione di controllo.

La terza curva, fig. 6.14, indica la tensione alternativa b. f. in funzione della tensione a. f. Essa si riferisce dunque all'azione del rivelatore e all'amplificazione che segue il rivelatore.

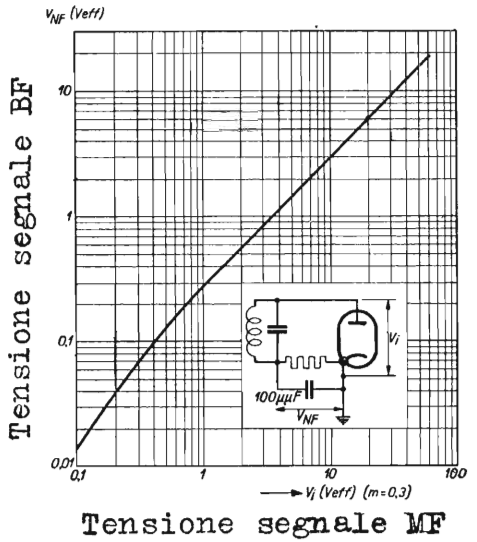


Fig. 6.14. - Curva diodo rivelatore.

La prima curva è detta brevemente CURVA DI PENDENZA o anche *curva alta*.

La seconda è detta CURVA DIODO C. A. V. o anche *curva di tensione c. a. v.*

La terza è detta CURVA DIODO RIVELATORE o anche *curva bassa frequenza*.

IX. - TABELLA SEGNALE AF - SEGNALE BF

AUMENTO SEGNALE ENTRATA	1	4	6,7	38	220	2800	14000	80000
Segnale d'antenna	10 μV	40 μV	67 μV	380 μF	2,2 mV	28 mV	140 mV	800 mV
Fattore di guadagno	3	3	3	3	3	3	3	3
Amplif. di convers.	100	100	100	46	18,5	5,1	2,8	1,2
Pendenza di convers.	0,65	0,65	0,65	0,3	0,12	0,033	0,018	0,008
Amplif. MF	100	100	100	77	50	23	11	5,9
Pendenza valv. MF	2,2	2,2	2,2	1,7	1,1	0,50	0,25	0,13
Tensione c. a. v.	0	0	0	2,3 V	5 V	10,5 V	14,5 V	20 V
Tensione di ritardo	3	3	3	3	3	3	3	3
Segnale al diodo	0,3 V	1,2 V	2 V	4 V	6 V	10 V	13 V	17 V
Segnale BF	0,07 V	0,33 V	0,55 V	1,15 V	1,75 V	2,9 V	3,8 V	5 V
AUMENTO SEGNALE USCITA	1	4,7	7,8	16,4	25	41	54	71

Tabella segnale AF - segnale BF.

Dato lo schema di fig. 6.11 è possibile tracciare la corrispondente curva c. a. v. una volta noti gli aumenti del segnale b. f. in funzione di corrispondenti aumenti del segnale a. f. La tabella necessaria risulta dall'esame delle tre curve anzidette, e nel caso dello schema di fig. 6.11 è la seguente:

Alla tensione di ritardo è stato assegnato il valore di 3 volt. Sino a tanto che il segnale è debole, la tensione di ritardo impedisce al c. a. v. di funzionare, per cui quando il segnale a. f. subisce un aumento di 4 volte (seconda colonna) quello di b. f. subisce un aumento maggiore, esattamente di 4,7 volte. A segnali forti, il c. a. v. è in funzione, per cui, ad esempio, quando il segnale a. f. aumenta di 80 000 volte, quello di b. f. aumenta appena di 71 volte.

I valori necessari per la preparazione della tabella sono stati ottenuti con l'aiuto dei tre diagrammi. Il primo riassume la relazione tra la tensione di polarizzazione, variata dal c. a. v. e applicata alle valvole ECH 3 e EF 9, rispetto alla pendenza (s) delle valvole stesse, fig. 6.12. Il secondo, fig. 6.13, fornisce i dati relativi alla tensione continua ottenuta dal diodo c. a. v. in relazione alla tensione m. f. applicata al diodo, ed in base a varie tensioni di ritardo: 0 V, 1 V, 2 V, 3 V, 5 V, 10 V, 15 V e 20 V. Il terzo, fig. 6.14, fornisce i dati della tensione alternativa b. f. ottenuta dalla rivelazione del segnale m. f.

Con i dati riassunti nella tabella, si può tracciare la curva di comando automatico, la quale è indicata in *a* nella figura 6.14.

È stato previsto anche il FATTORE DI GUADAGNO, ossia l'accrescimento di tensione a. f. per effetto dell'accoppiamento d'entrata il quale è di tre volte, e rimane costante, come è evidente, per le variazioni d'intensità del segnale d'entrata.

Variazione della curva c. a. v.

La curva *a* di fig. 6.14 è una buona curva, adatta per apparecchio di tipo medio. Qualora la si voglia modificare occorre provvedere in modo adeguato. Così, ad es., la curva *b* risulta qualora il diodo venga sostituito con altro di maggior sensibilità, ed aumentando nello stesso tempo la tensione di ritardo da — 3 volt a — 6 volt.

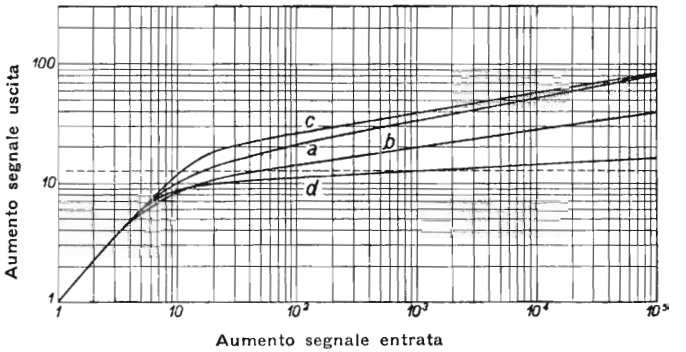


Fig. 6.15. - Famiglia di curve di controllo automatico.

La curva *c* è ottenuta utilizzando lo stesso diodo con il quale è stata ottenuta la curva *a*, ma aumentando soltanto la tensione di ritardo da — 3 volte a — 6 volt. Dato l'aumento di tale tensione risultano meglio riprodotti i segnali deboli, mentre è pure aumentata la resa sonora di tutti gli altri.

C. A. V. E BASSA FREQUENZA.

Interessante è la curva *d*, la quale è quasi ideale per la compensazione di evanescenze. Essa è ottenuta alle stesse condizioni della curva *a*, con la differenza che la tensione c. a. v. venne applicata anche ALLA VALVOLA AMPLIFICA-

TRICE DI TENSIONE BASSA FREQUENZA e indicatrice di sintomia EFM 1. (Nella fig. 6.16 è fatto un esempio con la WE 18). L'azione del c. a. v. sulla bassa frequenza risulta molto efficiente.

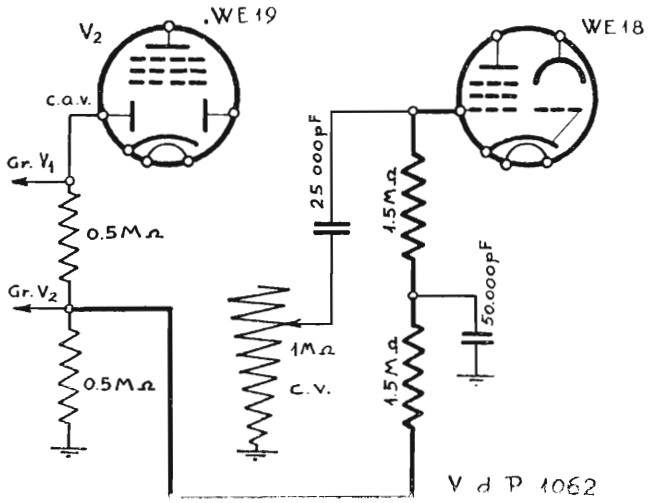


Fig. 6.16. - Valvola amplificatrice a bassa frequenza (WE 18) controllata dal c. a. v.

È detto *comando retrogressivo* quello del c. a. v. sulle valvole in a. f. e m. f., e *comando progressivo* quello sulle valvole a b. f.

La tensione di ritardo.

La tensione negativa di polarizzazione del diodo c. a. v. (tensione di ritardo) può venir ottenuta in due modi. Mediante la caduta di tensione ai capi della resistenza inserita tra il catodo e massa, come indicato nelle figure 6.3, 6.4 e 6.5, oppure collegando la placchetta del diodo c. a. v.

ad un partitore di tensione, come nel caso delle figure 6.17 e 6.18.

Il secondo sistema è preferibile, in quanto evita gli inconvenienti derivanti dalla inclusione nel circuito c. a. v. della resistenza di catodo, ed è notevolmente diffuso, specie nei

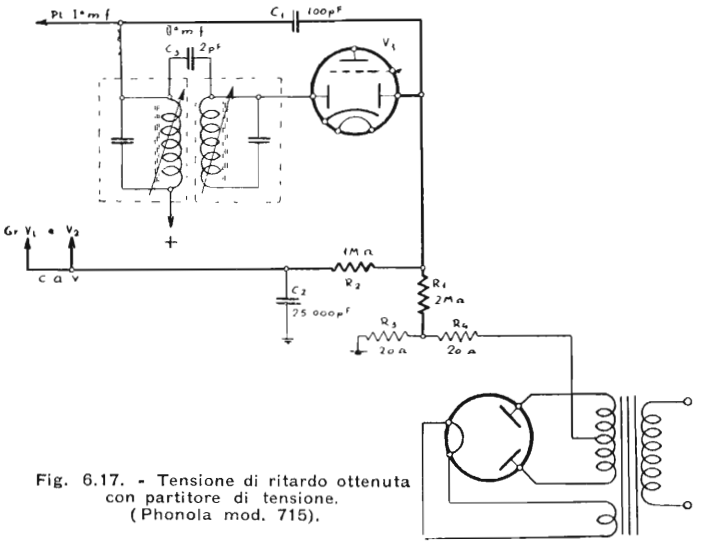


Fig. 6.17. - Tensione di ritardo ottenuta con partitore di tensione. (Phonola mod. 715).

ricevitori migliori. Non è esente da difetti, ma questi sono minori di quelli conseguenti dal primo sistema.

In fig. 6.17 la tensione di ritardo per il c. a. v. è ottenuta con due resistenze di 20 ohm ciascuna. In fig. 6.18 invece le due resistenze sono di valore alquanto più alto e diverso, una essendo di 15.000 ohm e l'altra di 2000 ohm, e ciò poichè viene ricavata dal partitore anche la tensione negativa per la valvola finale.

Il valore complessivo delle due resistenze R_3 e R_4 dipende da quello del partitore di tensione anodica, e quindi

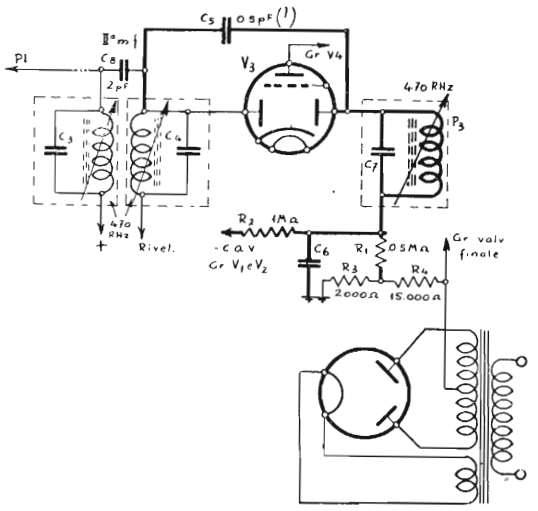


Fig. 6.18. - Come fig. 6.17. (Phonola).

dall'intensità di corrente che le attraversa e dal valore della tensione di ritardo che si desidera ottenere. Una resistenza è sufficiente, per la sola tensione di ritardo.

PARTE SECONDA

CARATTERISTICHE DI MODERNE SUPERETERODINE

CAPITOLO SETTIMO

SUPERETERODINE MINIATURA

Caratteristiche generali degli apparecchi miniatura.

Le supereterodine con valvole miniatura di tipo americano o rimlock di tipo europeo, alimentate da pile a secco, sono portatili e possono essere di dimensioni ridottissime, quasi tascabili. Appartengono alla categoria degli *apparecchi radio miniatura* o *personali*.

Questi apparecchi sono sempre a quattro valvole e il loro schema è quello di una semplicissima supereterodina. La sintonia è a condensatore variabile, raramente a induttore variabile. La gamma di ricezione è limitata alle onde medie e generalmente va da 1 650 a 540 chilocicli (da 180 a 555 metri).

Vi sono due tipi di supereterodine miniatura, quello da *otto ore di ricezione*, con una sola pila d'accensione, da 1,5 V tubolare tipo torcia; e quello da *40 ore di ricezione*, con tre pile in parallelo al posto di una sola. La ricezione s'intende per due ore al giorno, poichè una ricezione prolungata oltre due ore determina un notevole abbreviamento di durata. Essa si riferisce alla scarica della pila, o delle pile, d'accenzione.

Poichè le valvole sono quattro, tre delle quali assorbono 0,05 ampere ed una, la finale, 0,1 ampere, la scarica complessiva è di 0,25 ampere. La corrente anodica totale è di 8,5 milliampere e la durata della batteria anodica, che è sempre di 67,5 volt, è di 80 ore.

Le dimensioni di questi apparecchi hanno grande impor-

tanza e dipendono dalla durata della ricezione complessiva, ossia dalle pile che contengono. Quelli da 8 ore di ricezione misurano in genere 16 × 11 × 9 cm; quelli da 40 ore misurano invece 20 × 15 × 9 centimetri.

Apparecchi con pile esterne non vengono costruiti, data la loro scarsa praticità. Le pile occupano circa la metà dello spazio disponibile.

L'altoparlante è sempre un dinamico a magnete permanente, di 8,8 cm di diametro nei « personali » piccoli, e di 10 cm in quelli maggiori, da 40 ore. La potenza d'uscita è di 180 milliwatt.

L'apparecchio vero e proprio è di dimensioni ridottissime, essendo provvisto di appositi trasformatori di MF. Valvole e componenti sono spesso sistemati sopra un unico telaietto di alluminio imbutito, solidale con l'altoparlante, di 5 × 12 cm. Le valvole sono disposte verso un lato dell'altoparlante. Il lato opposto è riservato alle pile di accensione. La forma complessiva dell'apparecchietto dipende dalla posizione della batteria anodica.

Le valvole si trovano quasi sempre in posizione orizzontale sotto il panello superiore dell'apparecchietto. La custodia esterna è provvista di maniglietta posta sul lato opposto ai piedini delle valvole.

La ricezione avviene con telaio sistemato nel coperchio. Con esso è possibile la ricezione delle emittenti locali a piena resa d'uscita. È pure possibile la ricezione di alcune emittenti estere. È prevista la possibilità di funzionamento con antenna, costituita da un filo conduttore di qualche metro, nel qual caso il telaio si comporta da bobina del circuito d'entrata. La bobina d'antenna è costituita da alcune spire presenti tra quelle del telaio.

Esempio di « personale 8 ore ».

Uno schema tipico di « personale 8 ore » è quello riportato dalla fig. 7.1. Le valvole sono quattro, di tipo ame-

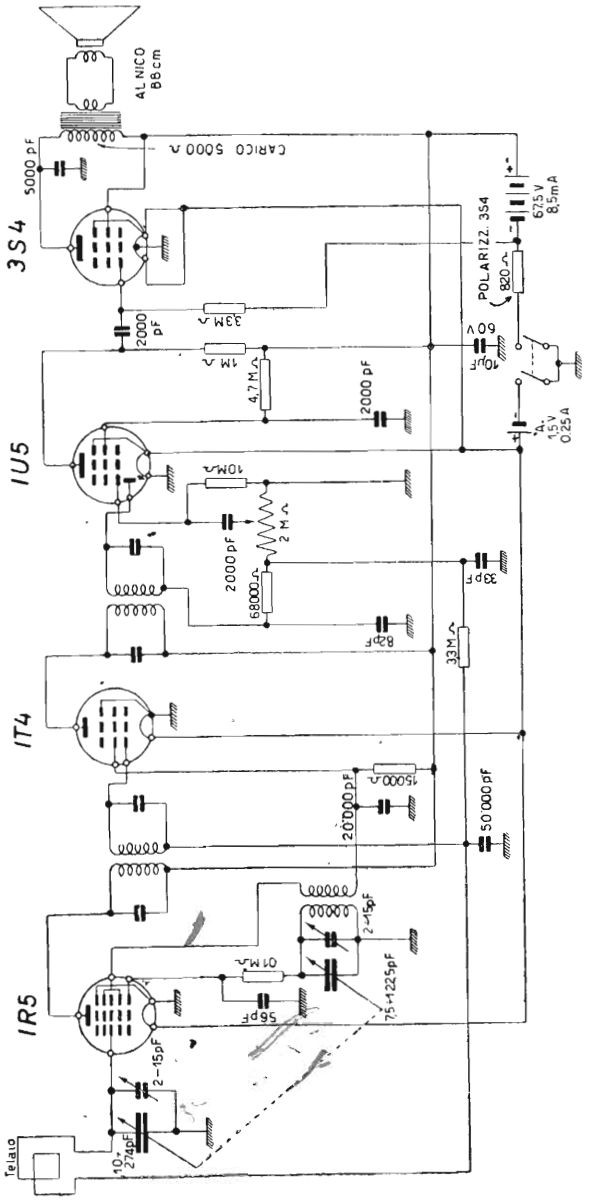


Fig. 7.1. - Schema di supereterodina miniatura, " personale otto ore "

ricano miniatura RCA, a sette piedini. Sono alimentate con una sola pila da 1,5 V per l'accensione e con una batteria anodica di 67,5 V.

Il condensatore variabile è a due sezioni, una delle quali, quella d'entrata, di 274 pF, e l'altra, quella d'oscilla-

Fig. 7.2. - Il personal radio della Olympic, mod. Gems. (V. fig. 7.3.).

tore, di 122,5 pF, opportunamente sagomata. Il rapporto di capacità è di 5,4, essendo la capacità minima di 10 pF e quella aggiuntiva di 50 pF. A tale rapporto corrisponde quello di frequenza di 2,52, per cui la gamma di ricezione va da 1 600 a 634 chilocicli.

I due trasformatori di media frequenza sono di ingombro ridottissimo, in custodia ferromagnetica, con bobine affiancate; sono tarati a 455 chilocicli.

L'inversore « acceso-spento » è unito al controllo di volume. La valvola finale è una 3S4, con filamenti in parallelo, che assorbe 0,1 ampere a 1,4 volt per l'accensione. La ten-

sione di polarizzazione è ottenuta con una resistenza di 820 ohm posta sul lato -AT. L'altoparlante è a magnete permanente. La ricezione avviene con telaio di 21 × 10 cm.

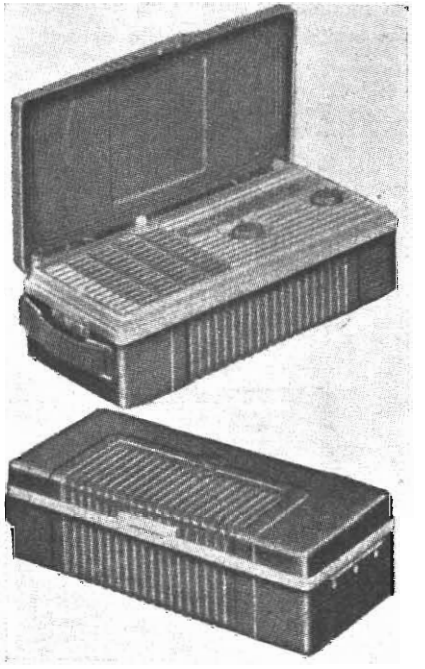


Fig. 7.3. - Tipico esempio di supereterodina miniatura a pile, " personale otto ore ", di produzione americana.

L'aspetto tipico di un « personale 8 ore » è illustrato dalle figg. 7.2 e 7.3. Le sue dimensioni esterne sono di 22 × × 11 × 6,6 cm, ciò per avere la batteria anodica in posizione orizzontale. Risulta in tal modo basso e allungato.

La custodia ha due coperchi, uno superiore, alzando il

quale l'apparecchietto entra automaticamente in funzione, ed uno sottostante, che va sollevato per il ricambio delle pile, specie di quella di accensione, la cui durata è dieci volte minore di quella della batteria anodica.

La scala di sintonia è senza vetro, del tipo « a termometro », e risulta molto simile a quella di certe bilancette a molla.

Le altre tre valvole sono: una 1R5 convertitrice, una 1U4 amplificatrice MF e una 1U5 rivelatrice. La gamma di ricezione va da 535 a 1 700 chilocicli. L'altoparlante Alnico è di 8.8 cm. L'apparecchietto funziona, come tutti gli altri di questo tipo, con telaio racchiuso nella custodia. È il modello 8-451 della *Olympic Radio* di Long Island.

Supereterodina portatile miniatura.

Un altro esempio di supereterodina portatile miniatura è quello di fig. 7.4. Si tratta di un interessante tipo di *personal radio*, con una sola pila d'accensione da 1,5 volt. È il modello 4A1 della *Garod Electronics Corporation* di Brooklyn N. Y.

Le dimensioni di questo minuscolo apparecchio radio sono di 16,5 × 10,5 × 8,3 centimetri. Il sollevamento del coperchio ne determina l'immediata entrata in funzione poichè esso libera l'interruttore a pulsante. Sul pannello metallico si trovano i due comandi di sintonia (a destra e di volume (a sinistra). Dietro il comando di sintonia, sotto la parte forata del panello, si trova l'altoparlante Alnico V.

Dalla parte superiore del panello escono due fili che penetrano nel coperchio dell'apparecchio, dove è collocato il telaio di ricezione.

La disposizione delle varie parti è quella indicata dalla fig. 7.5. La batteria anodica di 67,5 volt occupa gran parte della custodia. Essa si trova ad un lato dell'altoparlante, dietro le due valvole 1T4 amplificatrice MF e 155 rivelatrice.

All'altro lato dell'altoparlante si trova la pila d'accensione da 1,5 volt, dietro la quale vi è la valvola finale, 354, e sotto la quale è presente il trasformatore d'uscita dell'altoparlante.

Dietro l'altoparlante è collocata la valvola 1R5 convertitrice, e sotto di esso trova posto il condensatore variabile, il quale, dopo la batteria anodica, è il componente più ingombrante. Le notevoli dimensioni del variabile consentono la ricezione da 450 a 1 650 chilocicli.

Fig. 7.4. - Portatile miniatura di produzione americana. (Garod, mod. 4A1). Lo schema è quello di fig. 7.6.

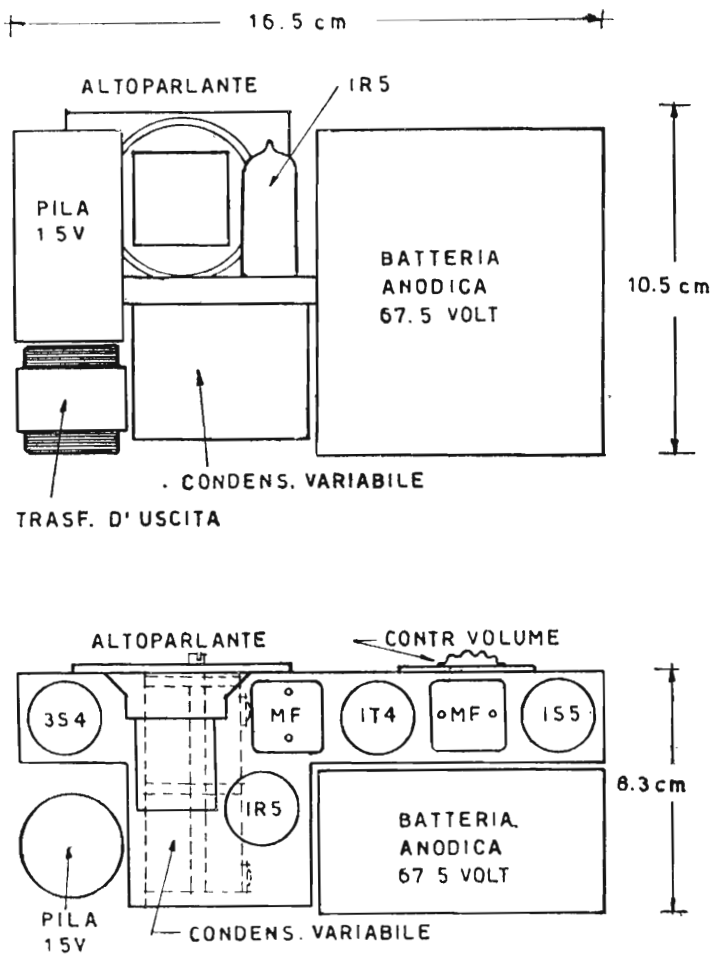


Fig. 7.5. - Dimensioni e disposizione dei componenti del portatile miniatura di fig. 7.4.

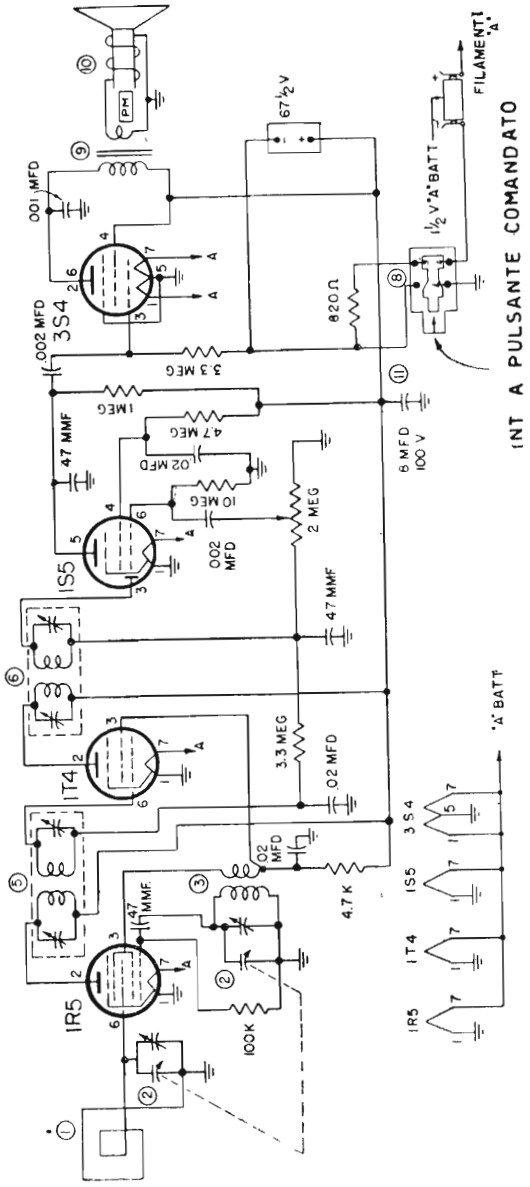


Fig. 7.6. - Schema del portatile miniatura americano Garod mod. 4A1, di cui alle figg. 7.4. e 7.5.

Il peso.complessivo di questo *personal* è di 1 650 grammi, pila e batteria comprese.

La fig. 7.6 ne riporta lo schema elettrico.

Esempio di « miniatura 40 ore ».

Nel *personal radio* dell'esempio precedente la batteria anodica è collocata nela custodia nel senso della lunghezza della stessa, da ciò la presenza di una sola pila d'accensione;

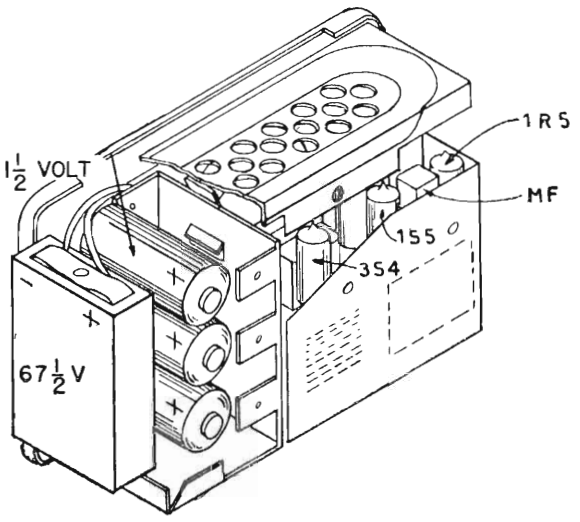


Fig. 7.7. - Disposizione delle pile nel portatile " 40 ore " della Garod. (Mod. 4B1). V. fig. 7.9.

nell'esempio di fig. 7.7 essa è invece collocata nel senso della larghezza della custodia, per cui al suo fianco trovano posto tre pile d'accensione, da cui la durata di funzionamento di 40 ore.

La fig. 7.8 indica la disposizione dei diversi componenti

come risulta vista dall'alto, dal lato della maniglietta. Il condensatore variabile si trova al lato opposto alle pile, sotto il telaietto che porta le quattro valvole e i due trasformatori MF.

L'aspetto esterno di questo « miniatura 40 ore » è illustrato dalla fig. 7.9. È il *personal radio* mod. 4B1 della *Garod*.

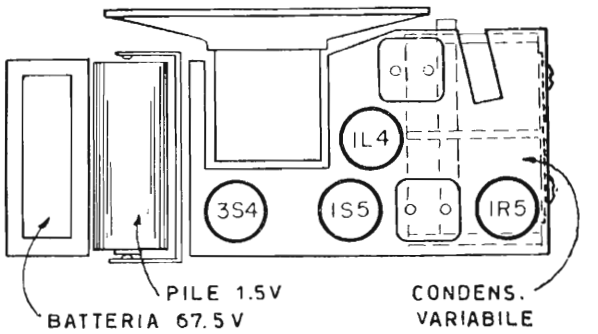


Fig. 7.8. - Portatile di fig. 7.7 visto dall'alto.

Le dimensioni esterne sono: 20,3 × 14,6 × 8,9 centimetri. Il telaio è, come al solito, sistemato nel coperchio. Pesa 1 815 grammi.

La fig. 7.10 ne riporta lo schema elettrico.

Supereterodine portatili da campeggio.

Per campeggio in montagna o altri usi simili è necessario un tipo particolare di apparecchio, diverso dagli apparecchi miniatura. Deve essere leggero ma non è necessario sia estremamente compatto; deve poter funzionare ininterrottamente per parecchie ore di seguito senza richiedere il ricambio delle pile di accensione; deve poter ricevere le principali emittenti anche se notevolmente distanti.

L'apparecchio da campeggio è generalmente senza telaio

e senza pile interne. Funziona con antenna esterna ed è provvisto di cordone per il collegamento alle pile, delle quali quelle d'accensione possono essere sostituite da un accumulatore.

Uno schema di supereterodina adatta a tale scopo è quello di fig. 7.11; esso non differisce, e non lo potrebbe, dallo schema tipico delle supereterodine miniatura. Anche in que-

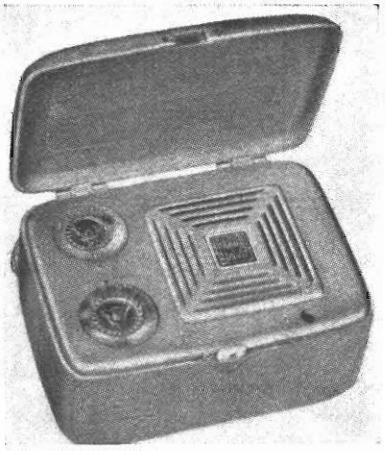


Fig. 7.9. - Supereterodina miniatura "40 ore". (Personal radio della Garod, mod. 4B1). V. schema di fig. 7.10.

sto caso sono usate quattro valvole. Nello schema esse sono RCA miniatura, ma potrebbero essere GT della serie a 1,4 volt. La finale è una 3Q4 funzionante a 90 volt di anodica, la cui resa di uscita è di 290 milliwatt.

Essendo il cordone a tre capi, il -AT è in comune con il -BT, per cui non è possibile utilizzare la solita resistenza di caduta in serie al -AT per ottenere la polarizzazione della valvola finale. La tensione di polarizzazione è perciò rica-

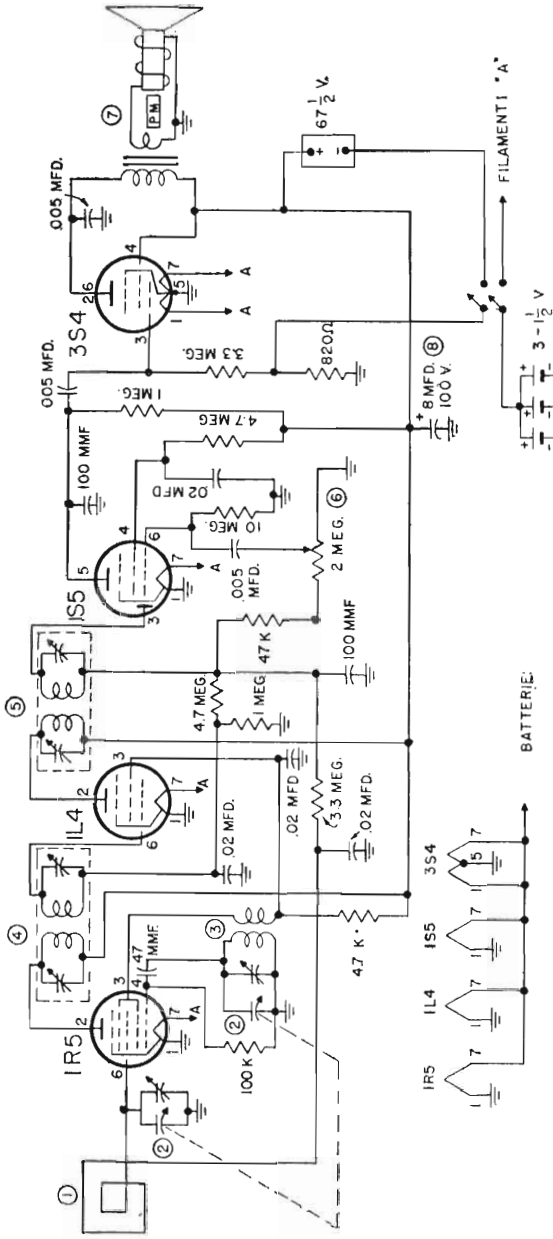


Fig. 7.10. - Schema di portatile "40 ore" americano (Garod mod. 4B1). V. fig. 7.9.

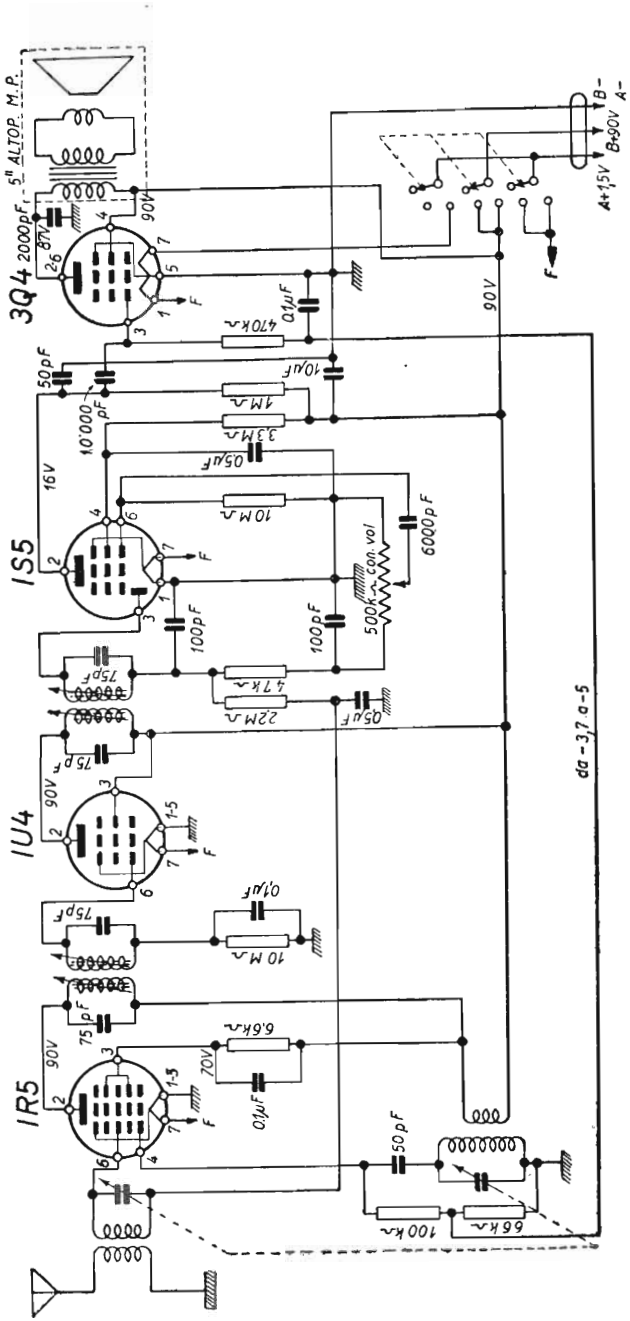


Fig. 7.11. - Schema di supereterodina portatile da campeggio. La tensione di polarizzazione della valvola finale è ricavata dal circuito d'oscillatore.

vata dal circuito d'oscillatore, mediante un divisore di tensione costituito da due resistenze, una 100 000 ohm e l'altra di 66 000 ohm. La tensione di polarizzazione non è in tal modo fissa, varia da — 3,5 a — 5 volt, a seconda dell'ampiezza del segnale.

La tensione CAV è applicata alla sola valvola convertitrice, mentre l'amplificatrice MF funziona a polarizzazione fissa. Le tensioni indicate nei vari stadi sono state misurate con voltmetro a valvola.

CAPITOLO OTTAVO

PICCOLE SUPERETERODINE CA/CC

Caratteristiche generali.

Le piccole supereterodine alimentate dalla rete-luce si distinguono in due grandi categorie, quelle con e quelle senza l'autotrasformatore di tensione. Quelle senza autotrasformatore possono venir alimentate tanto con corrente alter-

Fig. 8.1. - Piccola supereterodina senza trasformatore di alimentazione. (Philips mod. BI 281 U). V. schema in fig. 8.9.

nata quanto con corrente continua della rete-luce, sono perciò dette *piccole supereterodine* CA/CC o anche, ma erroneamente, *ad alimentazione universale*. (Ad alimentazione universale sono soltanto le supereterodine « a tre correnti » (B/CA/CC) di cui è detto nel capitolo nono).

Le piccole supereterodine CA/CC funzionano con valvole adatte, a corrente d'accensione eguale per tutte, di 150 mA

per quelle di tipo americano (Fivre), e di 100 mA per quelle di tipo europeo (Philips). La loro tensione d'accensione è invece diversa e dipende dalla funzione di ciascuna di esse.

Le valvole di tutte le piccole supereterodine hanno i filamenti in serie, data la corrente d'accensione eguale per tutte. La tensione complessiva è tale da essere prossima a quella della rete-luce. Essa può essere, ad esempio, di 122,8 volt, così distribuita: 50 V per il filamento della finale, 35 V per quello della rettificatrice, 12,6 V per ciascuna delle altre tre valvole. In tal caso, i filamenti in serie di queste cinque valvole possono venir collegati direttamente alla rete-luce da 110 a 125 V, continua o alternata.

Per reti-luce a tensione maggiore è necessaria una resistenza dissipatrice in serie ai filamenti, di valore adatto per determinare la necessaria caduta di tensione, ossia corrispondente al rapporto tra tale caduta di tensione e la corrente di accensione, di 0,15 o di 0,1 ampere. Se, ad es., la tensione della rete-luce è di 160 V, è necessaria la caduta di tensione di $160 - 122{,}8 = 37{,}2$ V, con una resistenza di $37{,}2 : 0{,}15 = 248$ ohm, supponendo che le valvole siano di tipo americano.

La resistenza dovrà dissipare la potenza di $37{,}2 \times 0{,}15 = 5{,}58$ watt, e in pratica 8 watt.

Poichè da noi in Italia la tensione della rete-luce non è ovunque la stessa, ma va da 110 V a 220 V e oltre, a seconda delle località, la diffusione delle piccole supereterodine CA/CC incontra difficoltà, essendo necessario provvederle di varie resistenze dissipatrici, per tutte le principali tensioni della Penisola, inseribili con il cambio-tensione. Invece negli Stati Uniti, dove la tensione della rete-luce è una sola, quella di 117 V, salvo rare eccezioni, le piccole supereterodine CA/CC sono diffusissime, non essendo necessaria alcuna resistenza dissipatrice.

Altra caratteristica delle supereterodine CA/CC è di funzionare con bassa tensione anodica, da 90 a 100 V, dovendo essere quella ottenibile dalla più bassa tensione della rete-

luce (110 V), dopo la rettificazione e la caduta ai capi del filtro livellatore. È per questa ragione che le piccole supereterodine CA/CC sono sempre a cinque valvole e in qualche caso a sei valvole, ma solo raramente a quattro valvole, essendo necessario supplire con le valvole alla bassa tensione con cui esse funzionano. La potenza d'uscita indistorta normale delle piccole supereterodine CA/CC a cinque valvole è di 0,8 watt. La potenza assorbita dipende dalla tensione della rete-luce; a 125 volt è di circa 31 watt.

Stadio alimentatore di supereterodine CA/CC.

Lo stadio alimentatore di una tipica supereterodina CA/CC è schematicamente illustrato dalla fig. 8.2. Si tratta di un ricevitore a cinque valvole di tipo americano, con i filamenti

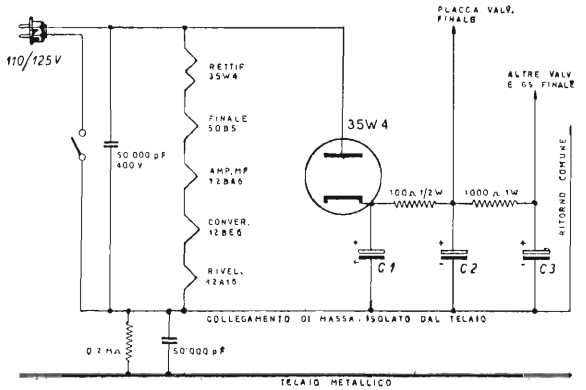


Fig. 8.2. - Alimentatore di apparecchio CA/CC come generalmente usato negli Stati Uniti.

disposti in serie nell'ordine indicato, e direttamente collegati alla presa della rete-luce, supponendo che la tensione della stessa sia di 110 o 125 V.

Ad un capo della rete-luce è collegata la placca della

valvola rettificatrice 35W4, mentre all'altro capo della rete-luce è collegato il conduttore comune di ritorno -AT, sostituibile con il telaio metallico del ricevitore. Nella figura è segnato il ritorno comune isolato dal telaio, e collegato ad esso con un condensatore di 50 000 pF in parallelo ad una resistenza di 0,2 MΩ. In tal modo, quando l'apparecchio è in funzione, il telaio può venir toccato senza alcun pericolo.

Il filtro livellatore è doppio; la prima parte comprende la resistenza di 100 ohm e gli elettrolitici C1 e C2; la sua uscita è collegata alla placca della valvola finale. Se, come generalmente avviene, la corrente anodica totale è di 58 mA, questa prima resistenza determina una caduta di 5,8 V.

La seconda parte del filtro livellatore è costituita da una resistenza di 1 000 ohm, e dai due elettrolitici C2 e C3. Poichè la corrente che percorre questa resistenza è di circa 10 mA, la caduta ai suoi capi è di 10 V. In tal modo alla placca della valvola finale è applicata la tensione da 105 a 110 V, mentre alla sua griglia schermo nonchè alle placche delle altre valvole, è presente la tensione da 95 a 100 V.

La capacità dei tre elettrolitici è generalmente di 20, 30 o 32 μF ciascuno, alla tensione di lavoro di 150 o 200 V.

Piccole supereterodine Marelli 9U65.

Essendo ad induttori variabili, queste piccole supereterodine, assai diffuse in Italia, sono descritte nei capitoli 5° e 12°, per cui è sufficiente un accenno al loro stadio di alimentazione.

La fig. 8.3 riporta quello degli apparecchi Marelli mod. 9U65 C, provvisti di altoparlante elettrodinamico, la cui bobina di campo, di 450 ohm, è presente nel filtro livellatore. Tutte le tensioni anodiche sono prese all'uscita del filtro, per cui la tensione di placca della finale è di 95 V mentre la tensione di schermo della stessa è di 98 V.

I cinque filamenti sono in serie, richiedono la tensione complessiva di 122,8 V, e sono direttamente collegati alla

rete-luce qualora essa sia di 110 o di 125 V. Per tensioni maggiori, l'apparecchio viene provvisto di resistenze dissipatrici esterne, unite alla spina bipolare.

Il filamento della rettificatrice 35Z5 GT oppone una resistenza di 233 ohm e determina ai suoi capi la necessaria caduta di 35 volt. Può venir utilizzato come partitore di ten-

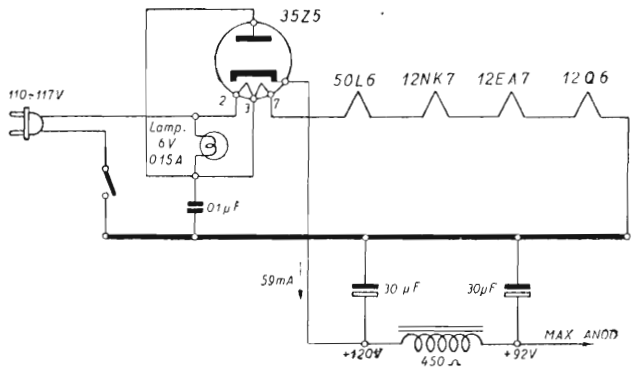


Fig. 8.3. - Alimentatore dei ricevitori Marelli mod. 9U65 C, con altoparlante provvisto di bobina di campo.

sione, ed a tale scopo è provvisto di una presa per l'accensione della lampadina della scala. Quando la lampada è collegata, la sua resistenza si trova in parallelo a quella del filamento della rettificatrice, quindi la resistenza complessiva è minore e perciò, affinchè la corrente rimanga quella di 150 mA, anche la tensione ai capi del filamento è minore, di 32 V anzichè di 35 V. Si intende che con la lampadina è possibile ottenere una intensità di corrente rettificata minore, la quale però è sempre superiore a quella richiesta dall'apparecchio, di 57 mA. L'intensità massima è di 100 mA senza lampadina e di 90 mA con lampadina.

Negli apparecchi della serie 9U65 F l'altoparlante è magnetodinamico, manca la bobina di campo, che è sostituita

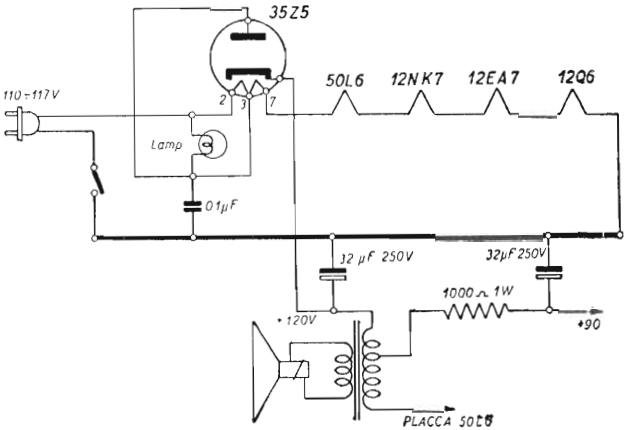


Fig. 8.4. - Alimentatore di ricevitori Marelli mod. 9U65 F, con altoparlante a magnete permanente.

da una resistenza di 1 000 ohm 1 watt. La tensione di placca della valvola finale è prelevata prima del filtro livellatore, direttamente dal catodo della rettificatrice. Alcune spire del

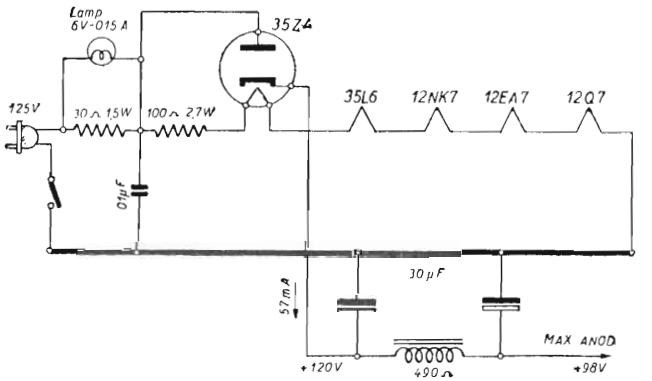


Fig. 8.5. - Alimentatore di ricevitori Marelli mod. 9U65, prima serie, con valvola 35Z4, e divisore di tensione per lampadina-scala.

primario del trasformatore d'uscita sono percorse dall'intera corrente anodica, fig. 8.4, ciò allo scopo di ridurre la tensione alternativa ai suoi capi per opposizione di fase con la tensione indotta nell'avvolgimento.

Nei ricevitori 9U65 della prima serie, la rettificatrice era una 35Z4 GT, senza presa per la lampadina-scala, e la finale era una 35L6 GT, per cui la tensione complessiva d'accensione era di 107,8. Era allora presente una resistenza di caduta, come in fig. 8.5, con una presa per la lampadina-scala. Il valore della resistenza complessiva, dipende dalla tensione della rete-luce alla quale il ricevitore è adatto, generalmente di 117 o di 125 V, e quello della presa dalla tensione d'accensione della lampadina, in genere di 6 V.

Supereterodine CA/CC con cambio-tensione.

Le piccole supereterodine Marelli della serie 9U65 sono senza cambio-tensione, adatte per la sola rete-luce a tensione più bassa, per le altre reti-luce tramite un *riduttore* esterno, ossia una resistenza dissipatrice posta alla presa di corrente.

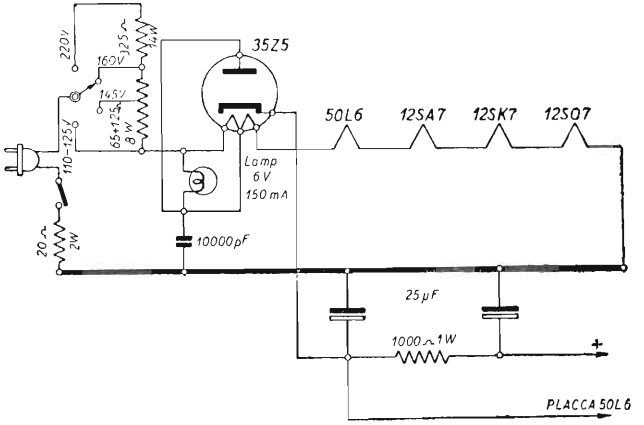


Fig. 8.7. - Alimentatore CA/CC con cambio-tensioni. (Ducati mod. 2405.1).

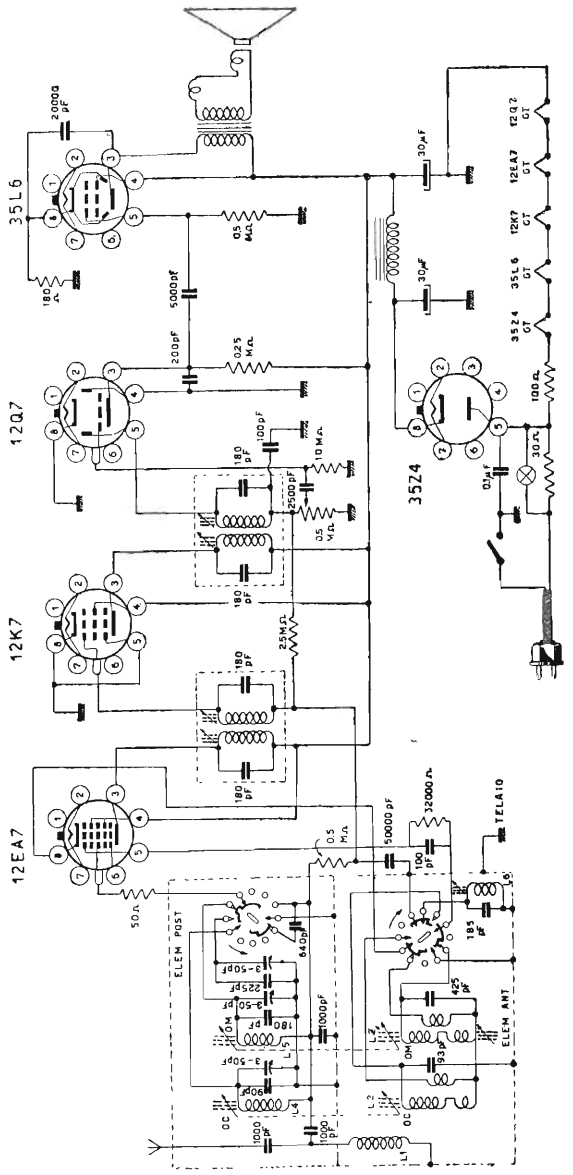


Fig. 8.6. - Supereterodina senza trasformatore di alimentazione, CA/CC. (Marelli mod. 9U65). V. fig. 8.5.

Quasi tutte le altre piccole supereterodine CA/CC costruite in Italia sono invece provviste di cambio-tensione, con resistenze dissipatrici poste nel loro interno. Un esempio è costituito dai due apparecchi Ducati mod. RR 2405.1 e mod. RR 2404.1 di cui la fig. 8.7

Le resistenze dissipatrici sono due, una da 8 watt con presa e l'altra da 14 watt. Il cambio-tensione è a quattro posizioni: 110/125 V, 145 V, 160 V e 220 V. Una resistenza di 20 ohm è sempre inserita.

Piccole supereterodine CA/CC con valvole europee.

Lo svantaggio delle piccole supereterodine con valvole americane è di dover funzionare con la tensione anodica corrispondente alla più bassa tensione della rete-luce, ossia con 108 V di placca alla finale e 90 V a tutte le altre placche e alle griglie-schermo, essendo progettate negli Stati Uniti, per la tensione della rete-luce di 117 V. In tal modo, anche quando queste piccole supereterodine sono collegate alla rete-luce di 160 V, per es., funzionano come se fossero collegate a quella di 117 V. La caduta di tensione va dissipata, non utilizzata. E infatti la placca della valvola rettificatrice è sempre collegata *dopo* l'eventuale resistenza di caduta in serie ai filamenti, o al riduttore di tensione posto alla presa di corrente, all'esterno dell'apparecchio. La presa d'uscita è sempre di 0,8 watt, anche quando funzionando con la rete a 160 V potrebbe essere di oltre 1 watt.

Il vantaggio delle piccole supereterodine con valvole europee è di avere la placca della rettificatrice collegata *prima* della eventuale resistenza di caduta in serie ai filamenti. In tal modo la tensione anodica alle varie valvole è proporzionata alla tensione della rete-luce. Se, ad esempio, vengono collegate alla rete-luce di 160 V, la tensione anodica di placca della finale è di 150 V e quella delle altre placche è di 130 V. Alla tensione di 220 V della rete-luce, la tensione

anodica massima può essere di 210 V, qualora l'apparecchio sia progettato per sopportare la corrispondente corrente anodica massima e la resa d'uscita di circa 2 watt. In serie alla placca viene posta una resistenza di protezione, di 80 o di 160 ohm, quando la tensione della rete-luce è di 160 o 220 V.

Un altro vantaggio delle piccole supereterodine a valvole europee è di richiedere solo 100 mA per l'accensione delle

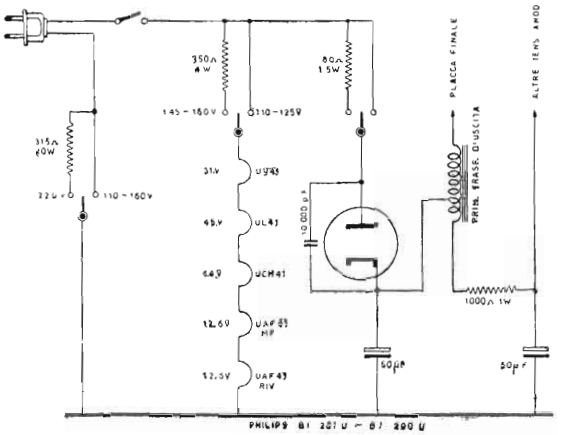


Fig. 8.8. - Alimentatore CA/CC con valvola europea rimlock UY41. (V. schema fig. 8.9).

valvole, ciò che rende possibile l'impiego di resistenza di caduta di minore potenza. La resistenza di caduta normalmente impiegata con valvole americane è di 8 watt per la tensione della rete-luce di 160 V, mentre quella in serie a valvole europee è di 4 watt, con conseguente minor costo e minore sviluppo di calore.

Un esempio di apparecchio di questo tipo è il mod. BI 281 U (e il corrispondente mod. BI 290 U) della Philips. Convertitrice è la UCH41 a 14 V d'accensione; amplificatrice MF è la UAF41, a 12,6 V, provvista di diodo, collegato a

massa; rivelatrice e amplificatrice BF è una seconda UAF41, la cui sezione pentodo è utilizzata come triodo. Finale è la UL41 a 45 V d'accensione, e rettificatrice è la UY41 a 31 V d'accensione.

La tensione d'accensione complessiva di queste cinque valvole essendo di 115,2 V può venir utilizzata la tensione alternata o continua della rete-luce da 110 a 125 V senza alcuna resistenza di caduta. Per tensioni di 145 o di 160 V è presente in serie ai filamenti la resistenza dissipatrice di 350 ohm 4 watt; essendo la corrente di 0,1 A la caduta di tensione di 35 V.

Per reti-luce a 220 V viene posta in serie una seconda resistenza dissipatrice, di 315 ohm 20 watt.

La lampadina-scala è a 130 V 5 W, quindi viene collegata direttamente alla rete-luce se a 110-125 V e in serie con una o due resistenze per le reti-luce a tensione superiore.

Alla placca della valvola finale è applicata la massima tensione anodica disponibile; il primario del trasformatore d'uscita è collegato al catodo della rettificatrice. Il livellamento è ottenuto con la solita resistenza di 1 000 ohm 1 watt e due condensatori di 50 microfarad ciascuno.

Esempi di piccole supereterodine CA/CC di produzione americana. RCA Mod. 56X10.

Si tratta di una supereterodina di piccole dimensioni, a 6 valvole, che riassume gran parte dei perfezionamenti apportati in questi ultimi anni agli apparecchi « transformeless », senza trasformatore di alimentazione. Le innovazioni principali sono le seguenti:

1° - LA TENSIONE RETTIFICATA È APPLICATA DIRETTAMENTE ALLA VALVOLA FINALE. Il primario del trasformatore d'uscita, come indica la figura 8.10, è collegato all'entrata del filtro di livellamento, anzichè all'uscita. Il filtro è costituito da un condensatore d'entrata di 30 MF, da una resistenza di 1200 ohm, e da un condensatore d'uscita di

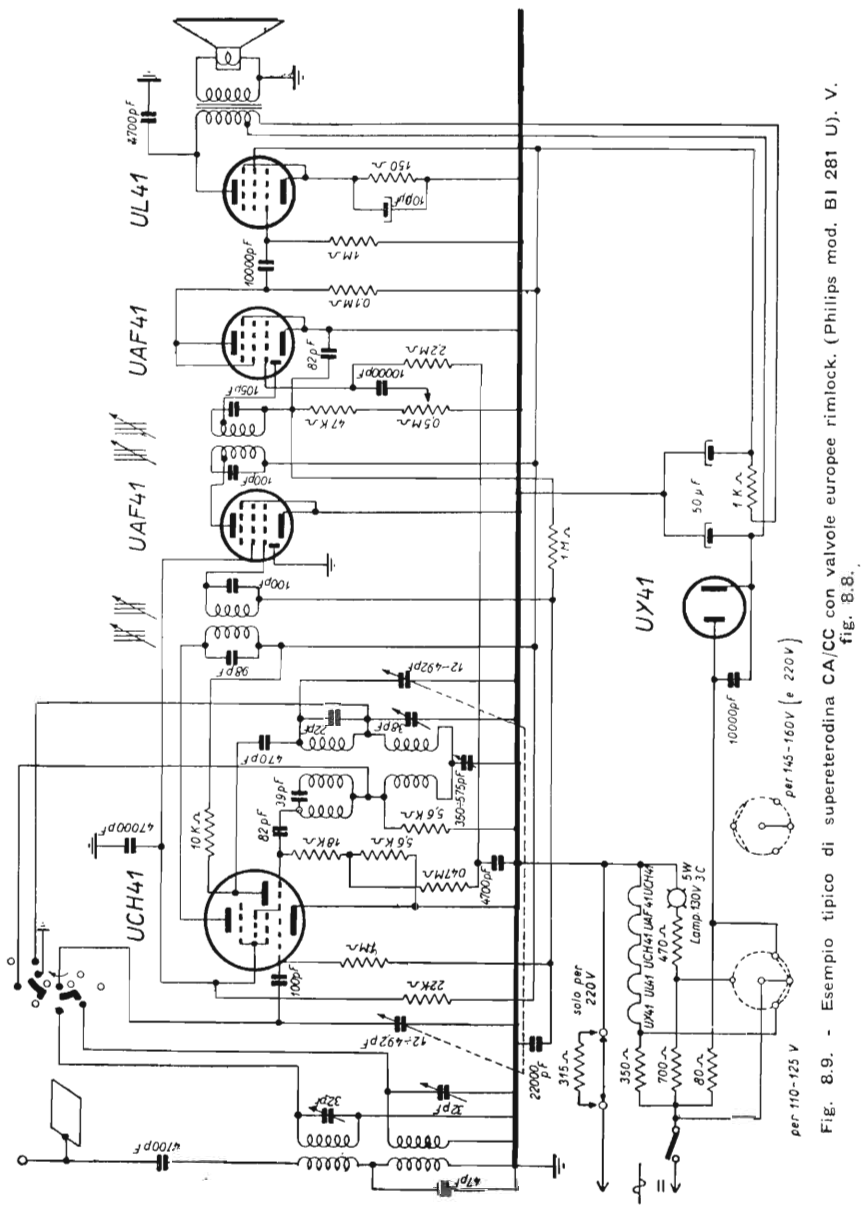


Fig. 8.9. - Esempio tipico di supereterodina CA/CC con valvole europee rimlock. (Philips mod. BI 281 U). V. fig. 8.8.

50 MF. La griglia schermo della valvola finale, e tutte le altre parti a tensione massima, sono collegate dopo il filtro.

In tal modo la tensione di placca è di 115 V e quella di schermo di 90 V. Diversamente sarebbe avvenuto che la tensione di placca sarebbe stata di 85 V. Si ottiene così una maggiore potenza di uscita.

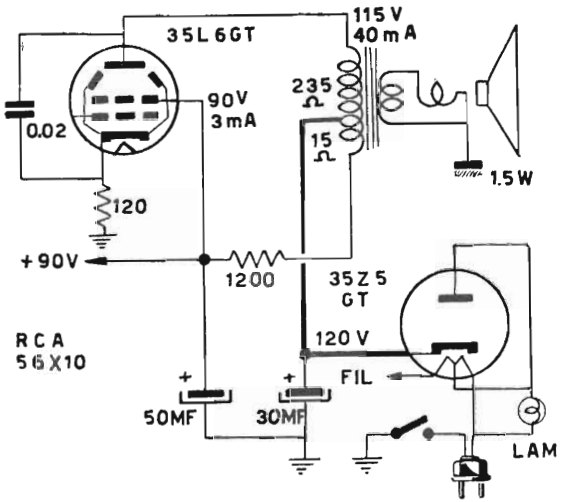


Fig. 8.10. - La placca della 35LGGT è collegata prima del filtro.

Il ronzio conseguente ad un simile collegamento è evitato con una presa fatta nell'avvolgimento primario del trasformatore d'uscita. L'avvolgimento risulta diviso in due parti, una inferiore e una superiore. L'inferiore sta alla superiore nel rapporto di 1 a 15 circa.

Percorrendo l'avvolgimento inferiore, la corrente rettificata induce una ondulazione nella parte superiore dell'avvolgimento. Il primario agisce da autotrasformatore rispetto all'ondulazione presente nella corrente rettificata. L'ondulazione indotta nella parte alta ha la stessa ampiezza, almeno

approssimativamente, dell'ondulazione presente nella corrente che percorre questa parte dell'avvolgimento, ma è in opposizione di fase rispetto ad essa. Le due ondulazioni si annullano, e la corrente di placca risulta praticamente livellata pur senza aver percorso il filtro, e quindi senza aver subito la conseguente caduta di tensione.

2° - LA VALVOLA CONVERTITRICE È SENZA GRIGLIA ANODICA ED HA IL CATODO COLLEGATO A MASSA. Si tratta di una 12SA7, come indica la figura 8.11. Generalmente il catodo di questa valvola è collegato alla bobina di reazione del circuito d'oscillatore, allo scopo di consentire la oscillazione alla frequenza necessaria per la conversione. In questo caso invece il catodo è a massa. La bobina di reazione è percorsa dalla corrente di placca e di schermo, essendo collegata all'uscita del trasformatore di MF.

La quinta griglia della 12SA7 è collegata al telaio. Nello schema di figura 8.11 si vede però che le prese di massa sono due, e che tra di esse vi è un condensatore di 0,1 MF e una resistenza in parallelo di 220 000 ohm, i quali dovrebbero trovarsi in c.c. date le due prese di massa. Avviene invece che una delle prese di massa è costituita dal telaio del ricevitore, mentre l'altra sta solo a indicare un collegamento di ritorno, comune a varie parti dell'apparecchio. In tal modo il condensatore e la resistenza si trovano effettivamente tra questo ritorno comune, al quale è collegato un capo della rete, e il telaio vero e proprio. Si ottiene così che un capo della rete non sia direttamente collegato al telaio e che alcuni circuiti possano venir meglio disaccoppiati dagli altri. La resistenza consente la scarica del condensatore di 0,1 MF dopo il distacco dalla rete-luce.

3° - ACCOPPIAMENTO A RESISTENZA-CAPACITÀ TRA LA VALVOLA IN AF E LA CONVERTITRICE DI FREQUENZA. L'apparecchio è provvisto di una valvola amplificatrice in alta frequenza costituita da un pentodo 12SG7, il cui catodo è collegato a due piedini dello zoccolo. A prima vista può

sembrare che al catodo di tale valvola manchi la presa di massa o la resistenza, appunto per questo doppio collegamento esterno.

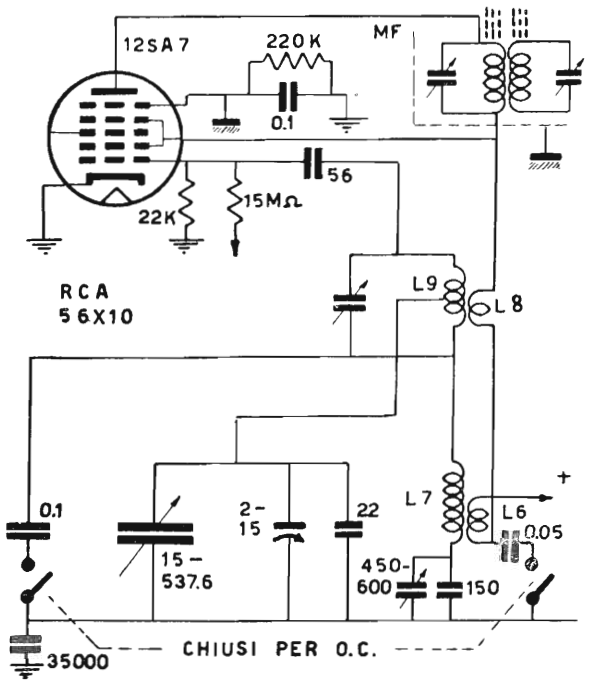


Fig. 8.11. - Caratteristiche del circuito oscillatore.

Il circuito accordato d'entrata, figura 8.12, è collegato alla griglia controllo della prima valvola, mentre quello d'oscillatore è collegato alla prima griglia della seconda valvola. La placca della 12SG7 va al condensatore di accoppiamento, di 150 pF, tramite un'impedenza AF. Particolarmente notevole è il bassissimo valore delle due resistenze presenti nel

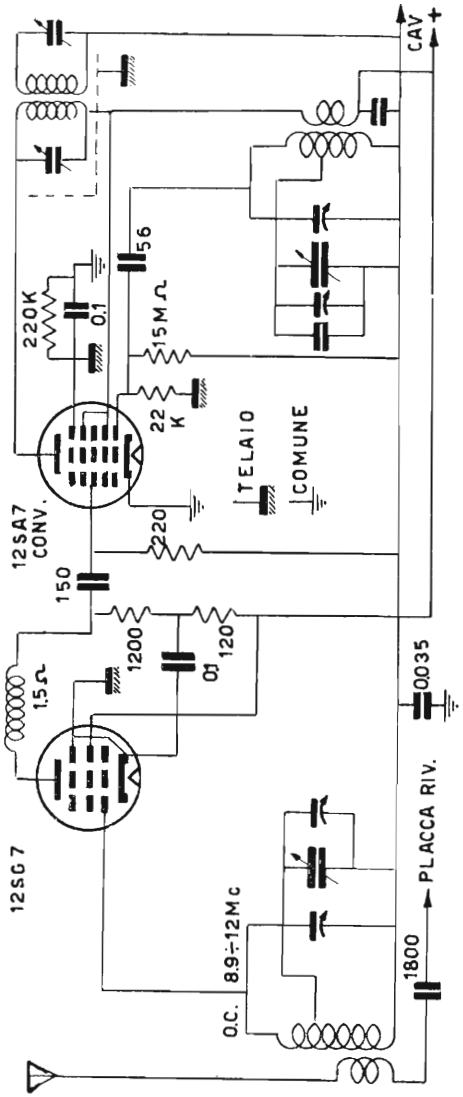


Fig. 8.12. - L'amplificatore AF.

circuito di placca, di 1320 ohm. (Una disposizione simile è stata utilizzata, nel 1940, per l'apparecchio Ducati mod. RR 4401. La prima valvola era una 6K7 G e la seconda una ECH4. La resistenza nel circuito di placca era di 10 000 ohm).

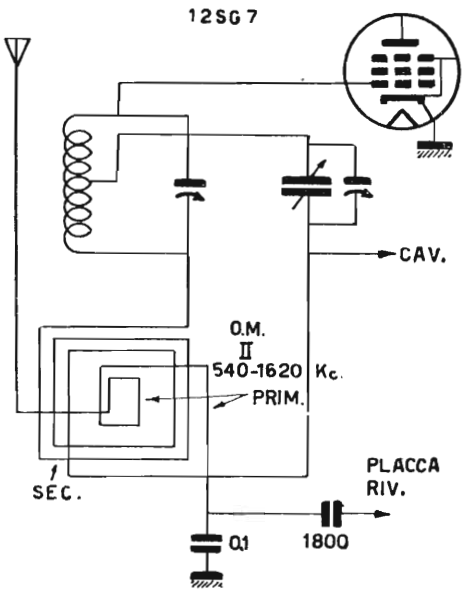


Fig. 8.13. - Circuiti d'entrata per OM.

4° - LE SPIRE DEL TELAIO FANNO PARTE DELLA BOBINA D'ENTRATA ONDE MEDIE. L'apparecchio funziona normalmente senza antenna, con il telaio interno le cui spire sono fissate nella parte interna della custodia. È sufficiente per la ricezione delle locali e delle emittenti più forti. Consente di evitare disturbi alla ricezione variando la posizione del ricevitore e quindi del telaio. Le spire del telaio fanno parte della bobina d'entrata, la quale è costituita, per le

onde medie, dalla bobina onde corte più le spire del telaio, come indica la figura 8.13.

Per la ricezione con antenna, il telaio è provvisto di un primario, ossia di alcune spire a parte, al quale va collegata

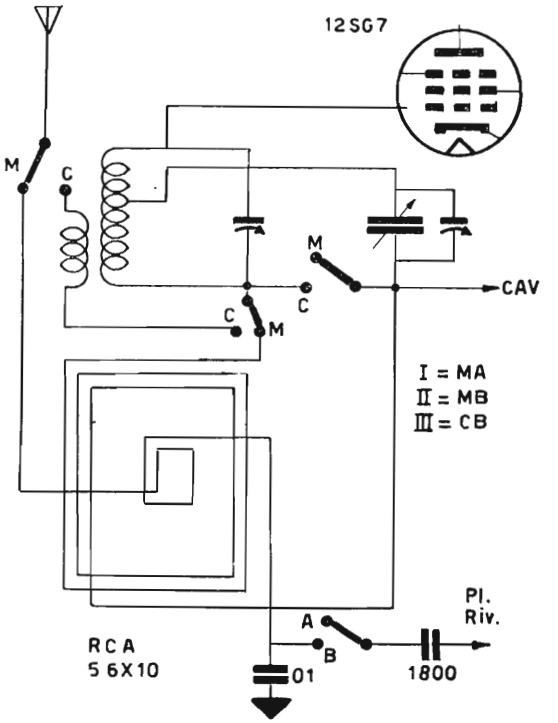


Fig. 8.14. - Circuiti d'entrata OC.

l'antenna. Per la ricezione della gamma onde corte, il telaio viene completamente escluso e la ricezione è affidata all'antenna. La figura 8.12 indica i circuiti complessivi inerenti alla gamma onde corte. La figura 8.14 mostra l'insieme dello stadio d'entrata.

Va notato che l'apparecchio a due gamme d'onda, medie e corte, ha il commutatore per tre gamme d'onda, due medie e una corta. Le due medie hanno la stessa estensione di gamma, differisce soltanto la tonalità, conseguente all'inserimento o alla esclusione di un condensatore di 1800 pF

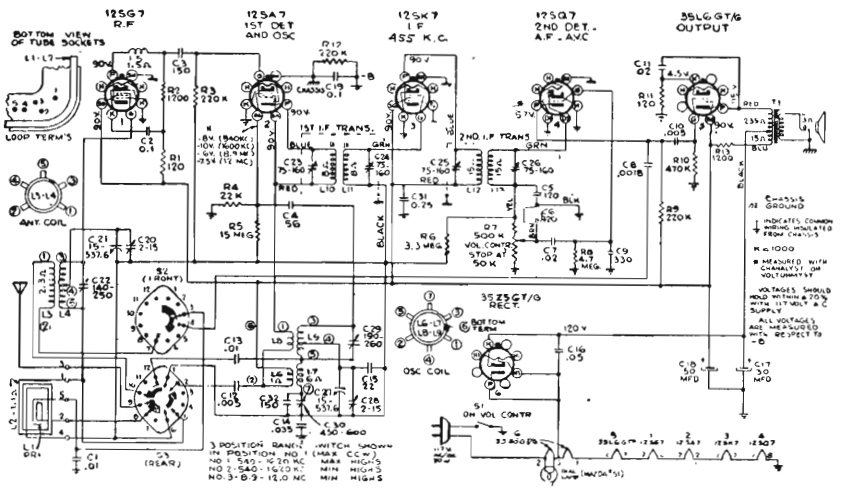


Fig. 8.15. - Supereterodina RCA mod. 56 X 10.

collegato alla placca della valvola rivelatrice, come in figura 8.14. Vi è dunque una gamma onde medie con « alti massimi » (a tonalità alta), e l'altra con « alti minimi » (a tonalità bassa).

Le onde corte si ricevono a tonalità bassa.

5° - Si può notare che anche la griglia oscillatrice della 12SA7 è collegata al circuito CAV, tramite una resistenza molto elevata, di 15 megaohm. Va pure notata l'assenza di nuclei ferromagnetici mobili. Due sole bobine hanno il nucleo f.m., quelle del primo trasformatore di MF. Ma anche

questo trasformatore è provvisto di compensatori capacitativi. Il correttore è costituito da un condensatore semifisso di capacità variabile tra 450 e 600 pF, in parallelo con altro fisso di 150 pF.

Lo schema complessivo dell'apparecchio è quello di figura 8.15.

Farnsmorth modd. ET 064-5-6.

Un'altra tipica supereterodina americana è quella di figura 8.16 (Farnsworth modd. ET-064, ET-065, ET-066). È anche essa di piccole dimensioni, senza trasformatore di alimentazione, a 6 valvole.

Presenta la caratteristica, comune a molte supereterodine americane attuali, di non essere provvista di vera e propria bobina d'antenna e d'entrata. La bobina d'antenna è sostituita dal primario del telaio di ricezione; quella d'entrata è sostituita dal secondario del telaio. L'antenna, costituita da alcuni metri di filo, può venir collegata al primario del telaio. In tal modo l'apparecchio può funzionare senza antenna aperta, con l'*antenna chiusa*, ossia con il telaio, ciò che consente, in certi casi, audizioni meno disturbate.

Dato che il captatore d'onda è ridotto al minimo, e dato che la tensione anodica delle valvole è pure ridotta al minimo, vi è una valvola amplificatrice in alta frequenza (6SS7). È accoppiata alla convertitrice (12SA7) con resistenze e capacità, come al solito.

Mancando la coppia di bobine d'antenna e d'entrata, vi è la sola coppia di bobine d'oscillatore. Le due bobine, quella del circuito accordato e quella di reazione sono avvolte una sopra l'altra, con avvolgimento a nido d'api.

All'entrata della convertitrice vi è il *filtro a media frequenza*, costituito da due bobine. Non vi è continuità tra di esse, come indica lo schema. Sono accoppiate induttivamente e capacitivamente approfittando della capacità tra le spire dell'una affacciate alle spire dell'altra.

Non vi è alcun nucleo ferromagnetico. Le bobine d'oscillatore sono senza nucleo magnetico, così quelle dei due trasformatori di MF.

Non vi è neppure il correttore. Il condensatore variabile d'oscillatore è di capacità inferiore. L'allineamento viene fatto solo nel punto alto, mediante due compensatori, uno nel circuito d'entrata e l'altro in quello d'oscillatore.

Il circuito rivelatore è pure ridotto ai componenti essenziali. Così quello d'amplificazione finale.

L'altoparlante è del tipo a magnete permanente. Per la livellazione della corrente rettificata è presente un'impedenza di 285 ohm. La placca della valvola finale è collegata dopo l'impedenza livellatrice. Vi sono due condensatori elettrolitici, uno di 30 MF all'entrata del filtro, e uno di 20 MF all'uscita. La rettificatrice è una 35Z5 GT, con filamento a presa per la lampadina scala. La rete è collegata al ritorno comune, da un lato, alla placca della 35Z5 GT, dall'altro, tramite una resistenza di 150 ohm. La tensione d'accensione è di 122,8 V che non viene mai raggiunta, dato che l'apparecchio funziona con reti di 110 o 117 volt.

I simboli di massa usati nello schema si riferiscono tutti al telaio metallico del ricevitore, e non al ritorno comune, come è normale in quasi tutti gli apparecchi americani di questo tipo.

Westinghouse modd. H125 e H126.

Anche questa è una piccola supereterodina a 6 valvole, figura 8.17, senza trasformatore di alimentazione, per la sola gamma onde medie, senza bobine d'antenna e d'entrata, sostituite dalle spire del telaio di ricezione sistemato nella parte interna della custodia, stampata in materiale plastico.

Come negli altri due esempi, anche in questo caso la prima valvola provvede all'amplificazione ad alta frequenza. È una 12SK7 accoppiata a resistenza-capacità alla convertitrice, 12SA7. Il condensatore di accoppiamento è di 47 pF

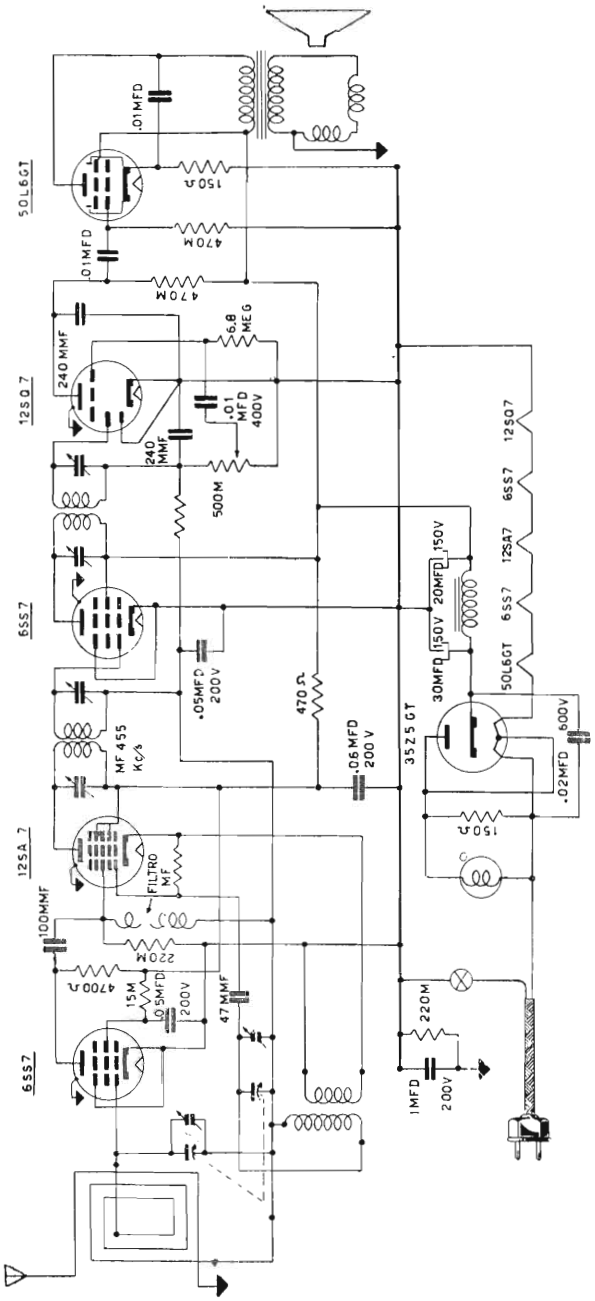


Fig. 8.16 - Tipica supereterodina americana (Farnsworth).

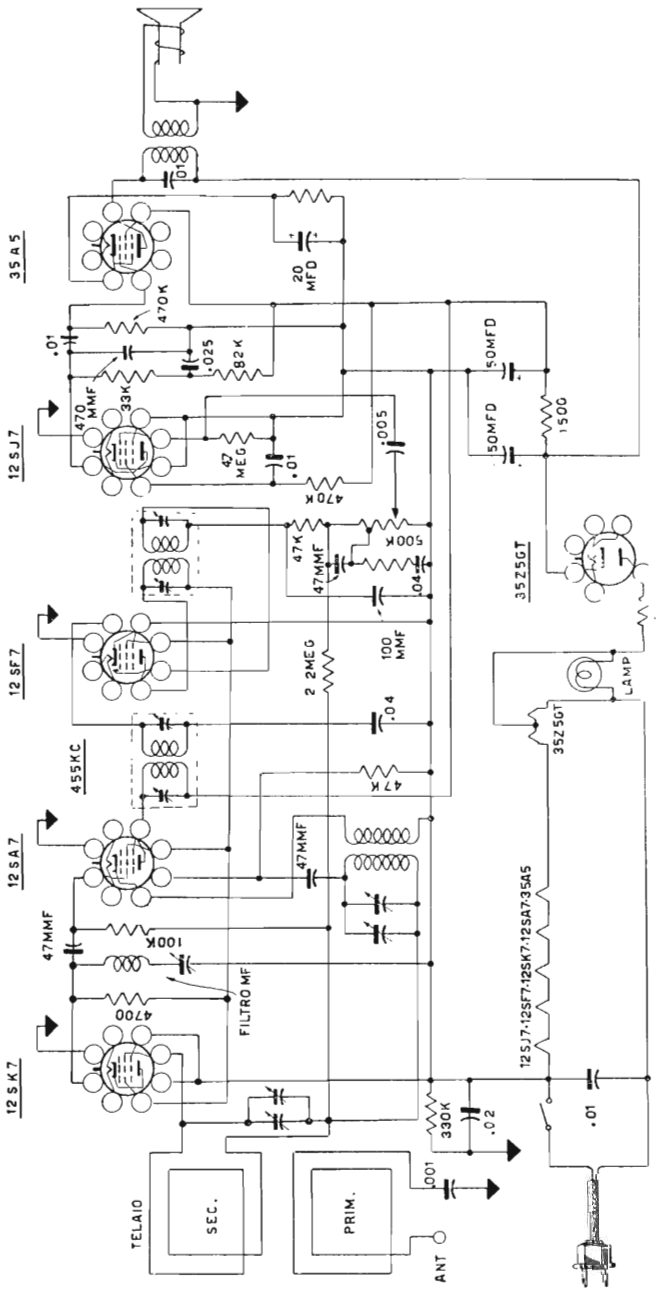


Fig. 8.17. - Supereterodina Westinghouse mod. H 125/126.

solo perchè vi sono altri due condensatori di 47 pF, ciò che consente di utilizzare più condensatori della stessa capacità.

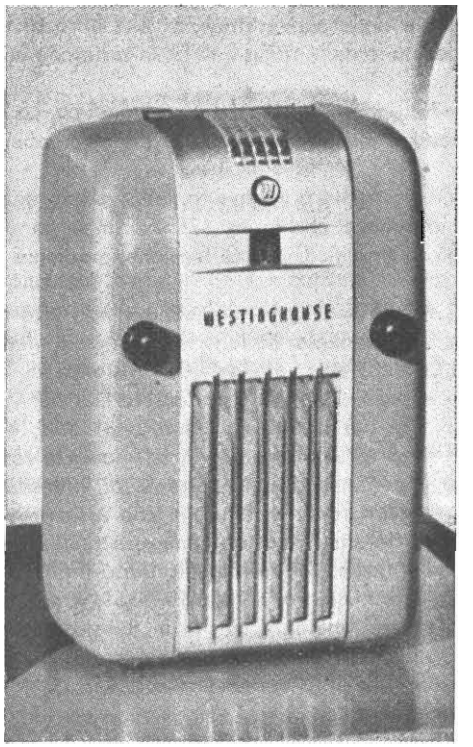


Fig. 8.18. - Westinghouse a sei valvole. Le dimensioni esterne sono di 23,5 × 15,2 × 15,2 cm.

Quando i valori non sono gli stessi, sono generalmente multipli. Nel circuito di placca dell'amplificatrice BF 12SJ7 vi è un condensatore di fuga di 470 pF.

Come nell'esempio precedente, anche in questo vi sono

le due sole bobine del circuito oscillatore, avvolte una sopra l'altra, di minime dimensioni. Non vi è il correttore. L'allineamento è ottenuto con i due soli trimmer.

All'entrata della convertitrice, vi è il filtro di media frequenza, costituito dalla solita bobina in serie con una capacità semifissa.

Non è stato impiegato materiale magnetico. Le medie frequenze sono a nucleo d'aria, provviste di compensatori capacitivi.

Il diodo rivelatore è contenuto nella valvola amplificatrice di media frequenza, che è una 12SF7. È in tal modo ottenuta una maggiore amplificazione di tensione, mediante il pentodo 12SJ7.

L'altoparlante è di tipo magnetico e non vi è alcuna impedenza di livellamento. La tensione rettificata viene livellata mediante un filtro costituito da una resistenza di 1500 ohm, preceduta e seguita da due condensatori di 50 MF. La tensione di placca per la valvola finale, una 35A5, è prelevata prima del filtro di livellamento. In tal modo la resistenza di 1500 ohm è percorsa da una corrente di intensità molto ridotta, per cui la caduta di tensione che essa provoca è tollerabile. Tutte le altre tensioni, compresa quella della griglia schermo della finale, sono prelevate dopo il filtro.

Lo stadio rettificatore, con la 35Z5 GT, è normale. Come negli altri schemi analoghi, anche in questo vi è un ritorno comune distinto dal telaio, al quale fanno capo solo alcuni collegamenti. Il ritorno comune è accoppiato al telaio mediante un condensatore di 0,2 MF in serie con una resistenza di 330 000 ohm.

CAPITOLO NONO

SUPERETERODINE PORTATILI PILE-RETE

Caratteristiche dei portatili alimentati da pile o rete-luce.

Gli apparecchi portatili « a tre correnti » sono simili ai miniatura, ai *personal radio*, descritti nel capitolo precedente, dai quali differiscono per poter essere alimentati anche dalla rete-luce oltre che dalle pile in essi contenute. Fuori casa, in assenza della rete-luce, sono alimentati dalle pile a secco, in casa vengono collegati alla rete-luce.

Ciò è possibile per il fatto che i filamenti delle valvole miniatura possono venir accesi con una parte della corrente anodica disponibile. Mentre nei normali apparecchi radio tale corrente anodica è di circa 70 mA, in questi apparecchi la corrente anodica richiesta è di circa 20 mA. Gli altri 50 mA disponibili sono utilizzati per l'accensione delle valvole miniatura.

Ne risulta che questi apparecchi hanno la potenza dei normali apparecchi alimentati a pile, ossia circa un quarto di watt, e non quella dei ricevitori alimentati dalla sola rete-luce.

Oltre alle normali valvole miniatura, essi possiedono una valvola rettificatrice seguita da due filtri livellatori a resistenza-capacità, uno per la tensione anodica e l'altro per la tensione di accensione. I due filtri hanno in comune il primo condensatore elettrolitico, generalmente di 20 microfarad.

La fig. 9.1 indica un tipico stadio alimentatore di apparecchi portatili « a tre correnti ». Il filtro livellatore della tensione anodica comprende una resistenza di 1 800 ohm 2

watt, seguita da un secondo elettrolitico di 20 microfarad. L'altro filtro, quello d'accensione, comprende una resistenza di 2 300 ohm 7 watt, la quale provvede alla necessaria caduta di tensione, dai 124 volt presenti al catodo (supponendo che la tensione della rete-luce sia quella normale negli Stati Uniti, di 117 V) ai 9 volt necessari per l'accensione dei filamenti in serie delle varie valvole miniatura.

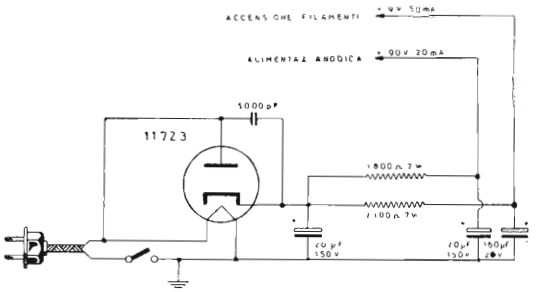


Fig. 9.1. - Alimentatore per apparecchio " a tre correnti " (3-way radio).

Poichè la corrente di accensione è di 50 mA, la caduta di tensione ai capi di questa resistenza è di 115 V, e la disponibile dopo di essa è appunto di 9 volt.

Mentre nei ricevitori miniatura a sole pile la valvola finale ha i due filamenti collegati in parallelo, ed assorbe perciò 100 mA, nei portatili pile-rete questi due filamenti sono in serie, richiedono cioè 2,8 V e 50 mA.

Data la possibilità di disporre di tensione d'accensione elevata, i portatili pile-rete possono essere provvisti di più di quattro valvole. Infatti la maggior parte di essi possiede una valvola amplificatrice in alta frequenza. In tal modo le valvole sono complessivamente sei.

Va notato che il filamento della valvola rettificatrice non è mai collegato in serie con i filamenti delle altre valvole. Il filamento della rettificatrice è adatto per la tensione della

rete-luce, 117 volt. È perciò che negli Stati Uniti vengono prodotte valvole rettificatrici con accensione a 117 volt, come ad es. la 117Z3 e la 117Z6, rettificatrici per portatili pile-rete.

Poichè questi apparecchi possono venir alimentati tanto

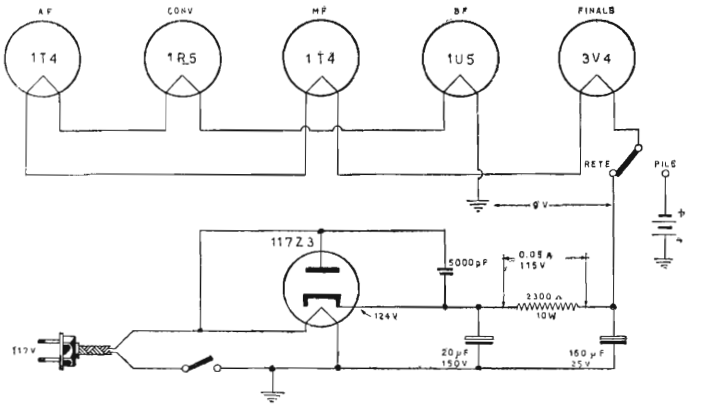


Fig. 9.2. - Nei portatili pile-rete i filamenti sono in serie.

con la corrente continua delle pile, quanto con quella continua o alternata della rete-luce, essendo sempre sprovvisti di trasformatore di alimentazione, sono i soli apparecchi ad alimentazione veramente universale e sono perciò detti apparecchi « a tre correnti » B/CA/CC. Negli Stati Uniti sono detti « *3-way portable* ».

Conseguenze del collegamento in serie dei filamenti.

Le valvole dei portatili pile-rete sono quelle stesse dei ricevitori miniatura, con i filamenti collegati in serie anzichè in parallelo. Mentre negli apparecchi miniatura l'accensione è ottenuta con una o con tre pile a secco, a seconda della posizione della batteria anodica, negli apparecchi portatili

pile-rete vi sono tante pile d'accensione quante sono le valvole più una, ciò poichè la valvola finale ha due filamenti al posto di uno solo.

Il collegamento in serie dei filamenti offre la possibilità di utilizzare la differenza di potenziale esistente tra i filamenti delle varie valvole per polarizzare le griglie controllo delle valvole stesse.

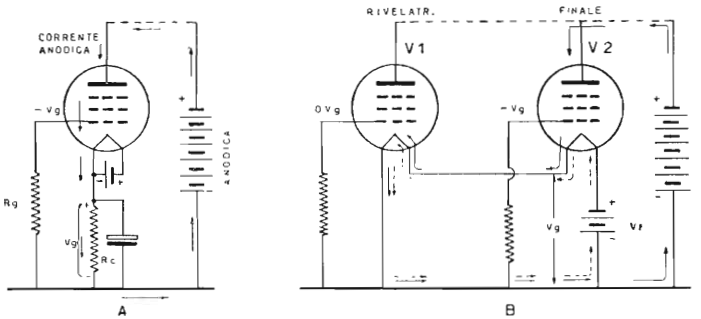


Fig. 9.3. - A) Polarizzazione con resistenza di caduta. B) Polarizzazione per divisione della tensione d'accensione.

La tensione d'accensione complessiva, in media 9 volt, è superiore a quella necessaria per polarizzare qualsiasi delle valvole di questi apparecchi. La finale richiede da — 5 a — 7 volt, a seconda del tipo. È dunque possibile utilizzare la stessa tensione di accensione quale tensione negativa di polarizzazione, basta a tale scopo adoperare i filamenti delle varie valvole come se si trattasse delle varie resistenze di un unico divisore di tensione.

Il principio è illustrato dalla fig. 9.3. In *A*) è ricordato il solito sistema con resistenza di caduta percorsa dalla corrente anodica totale della valvola. In *B*) è indicato il principio della polarizzazione negativa per divisione della tensione di accensione. Per semplicità sono presenti due valvole sole.

La tensione negativa di griglia della valvola finale, V2, è eguale alla tensione esistente tra l'uscita del suo filamento e massa. Supponendo che si tratti di due valvole a 1,4 volt d'accensione, la tensione complessiva d'accensione è di 2,8 volt, e la tensione negativa di griglia di V2 è di — 1,4 volt.

Tale tensione negativa di griglia di — 1,4 V è insufficiente per la valvola finale, ma essa non è mai preceduta da una sola valvola, bensì da tre o quattro altre valvole. Se è preceduta da tre valvole, la tensione negativa della sua griglia è di — 4,2 V, e se è preceduta da quattro valvole tale tensione negativa di griglia è di — 5,6 volt.

Disponendo le varie valvole con un certo ordine, è possibile polarizzarle tutte nel modo detto. Tutte meno una. La valvola che richiede la più alta tensione negativa di griglia viene collegata per prima al *polo positivo* della batteria di accensione. Segue quella delle altre che richiede la maggior tensione di polarizzazione, e così via sino all'utima, senza tensione di polarizzazione, generalmente la rivelatrice.

Svantaggi derivanti dal collegamento in serie dei filamenti.

Come si è visto, i filamenti delle valvole degli apparecchi portatili pile-rete devono essere collegati in serie. Il collegamento in serie presenta il vantaggio indicato più sopra, ma presenta anche un grave inconveniente. Esso consiste nel fatto che i filamenti delle varie valvole che precedono la finale sono percorsi non soltanto dalla corrente di accensione ma anche dalla corrente anodica. La valvola rivelatrice, posta per ultima nella catena, è percorsa dai 50 mA della corrente d'accensione più i 20 mA della corrente anodica.

Ne deriva un altro svantaggio, quello dell'accoppiamento dei varii stadii tramite la corrente anodica presente nei diversi filamenti. Esso paralizzerebbe il funzionamento del ricevitore se non venisse eliminato.

È perciò necessario disporre all'uscita di ciascun filamento una facile via di passaggio per la corrente anodica

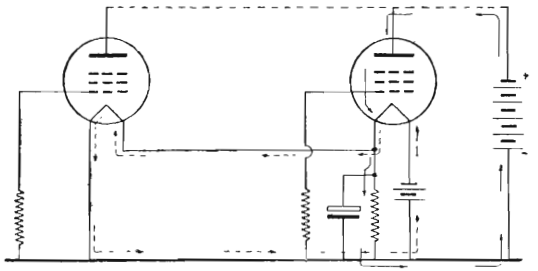


Fig. 9.4. - La resistenza tra filamento e massa consente il passaggio alla corrente anodica della valvola finale.

di ciascuna valvola, costituita da una resistenza di valore adeguata in parallelo con un condensatore di capacità sufficiente, come indicato dalla fig. 9.4.

Un esempio pratico di circuito d'accensione è quello di fig. 9.5. Si riferisce a cinque valvole miniatura di tipo ame-

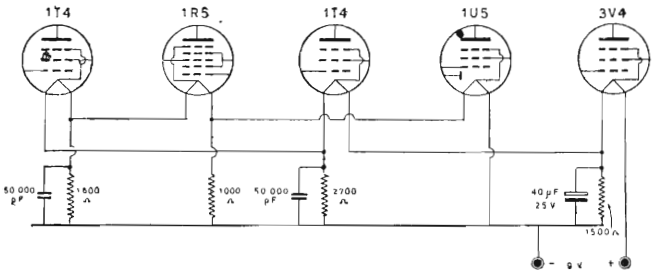


Fig. 9.5. - Tipico circuito d'accensione di portatile " tre correnti ".

ricano. Sono indicati i valori che devono avere le quattro resistenze di assorbimento e quelli dei tre condensatori di passaggio, visto che alla uscita della convertitrice 1R5 non è necessario alcun condensatore.

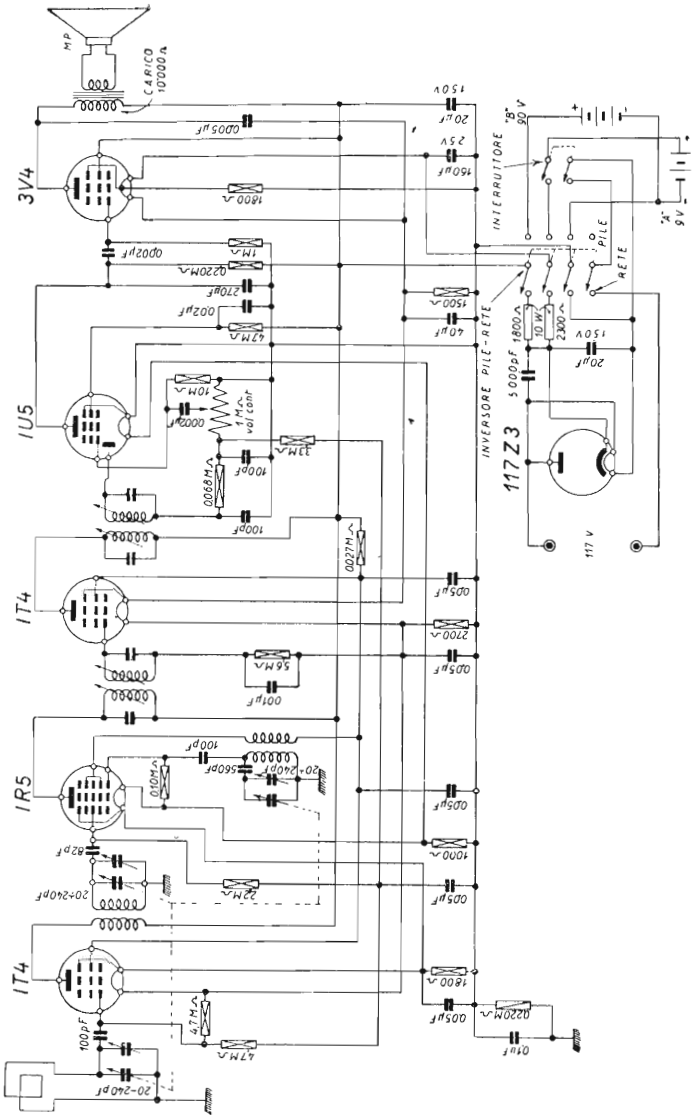


Fig. 9.6. - Schema di portatile " tre correnti ", alimentabile con pile o rete-luce CA/CC.

Il circuito indicato non subisce alcuna modifica durante il passaggio dalla alimentazione con pile a quella con la tensione continua o alternata della rete-luce.

Esempio di portatile pile-rete (3-way portable).

La fig. 9.6 riporta lo schema del tipico portatile pile-rete (« a tre correnti ») di cui le figg. 9.1 e 9.5 hanno già illustrato lo stadio alimentatore rete-luce e il circuito d'accensione delle cinque valvole miniatura con filamenti in serie.

Fig. 9.7. - Tipico ricevitore americano a tre correnti (3-way). Garod mod. 5K1.

Come spesso avviene in apparecchi di questo tipo, vi è una valvola amplificatrice AF. I tre circuiti accordati sono

sintonizzati con un condensatore variabile a tre sezioni eguali di 240 pF ciascuna. Poichè il rapporto di frequenza è di 2,32, la gamma di ricezione è limitata da 690 a 1 600 chilocicli.

La base metallica non è utilizzata per il ritorno comune -AT e ciò poichè a tale ritorno è collegato un capo della rete. Il ritorno comune -AT è costituito da un collegamento isolato dalla base metallica, alla quale sono collegati soltanto il condensatore variabile, gli schemi e il trasformatore di uscita.

Il collegamento isolato -AT è collegato a sua volta alla base metallica dell'apparecchio tramite un condensatore di 0,1 microfarad in parallelo ad una resistenza di 220 000 ohm.

Un inversore a quattro vie provvede al passaggio dalla alimentazione con batterie a quella dalla rete-luce continua o alternata.

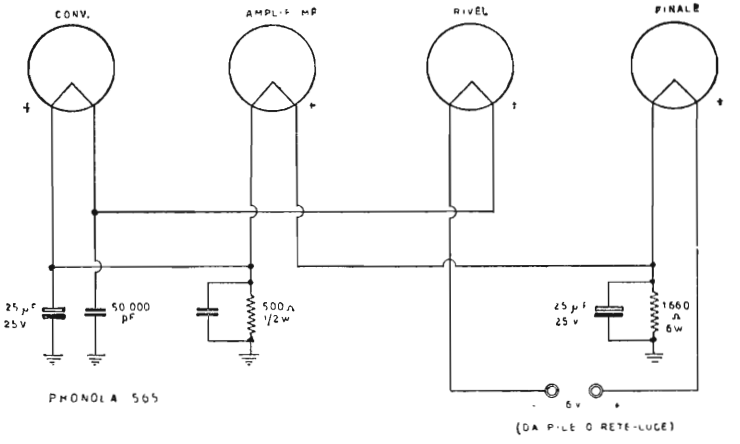


Fig. 9.8. - Circuito d'accensione, con filamenti in serie, dei portatili pile-rete Phonola serie 565.

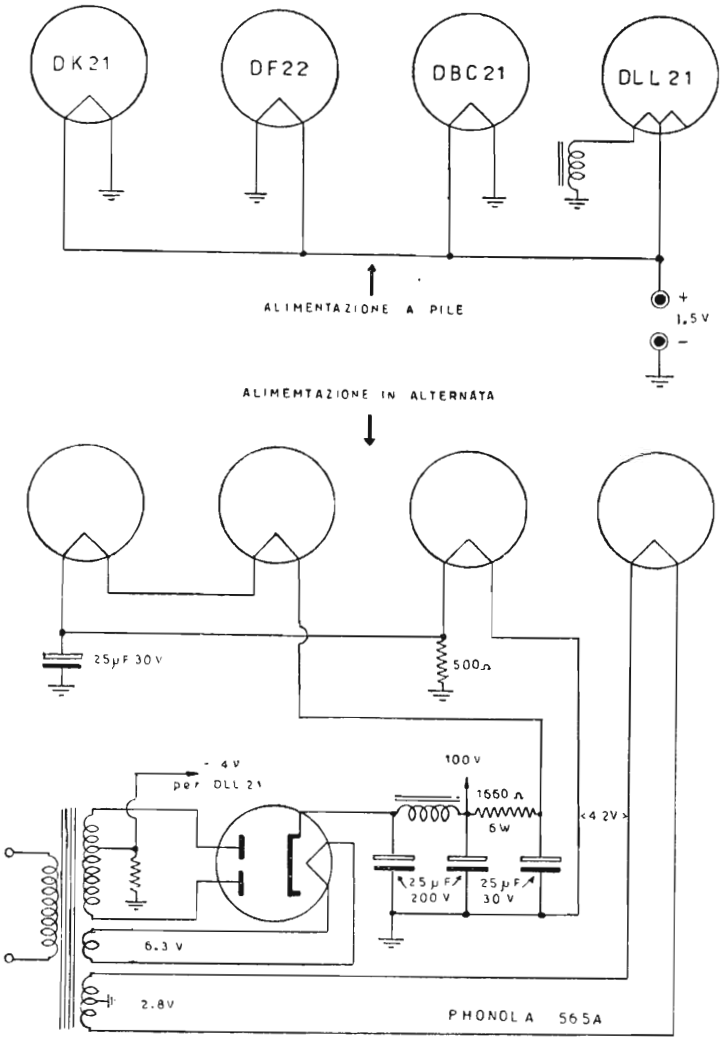


Fig. 9.9. - In alto: i filamenti sono in parallelo per l'accensione con pile; in basso: in serie per l'accensione dalla rete-luce. (Phonola 565A).

Esempi di portatili con valvole europee.

APPARECCHI PHONOLA. — Gli apparecchi di questa marca, della serie 565, sono provvisti di trasformatore di alimentazione, non essendo di produzione recente. Funzionano con quattro valvole di tipo europeo, serie D, e con la valvola rettificatrice 6X5 GT. Si distinguono in due categorie, quelli della prima serie, ossia quelli del mod. 565, più sem-

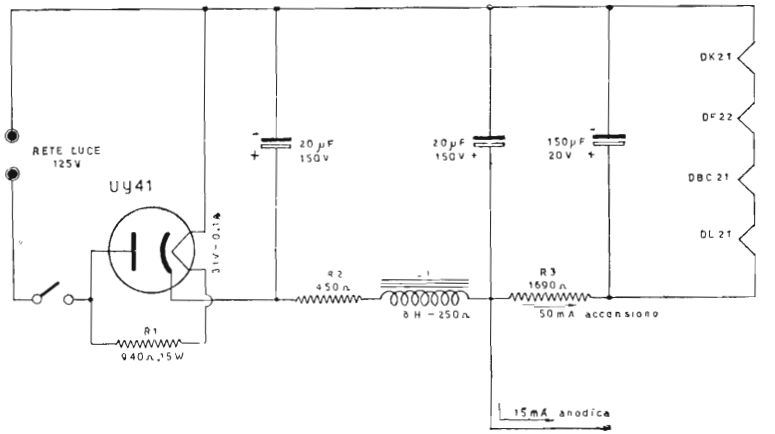


Fig. 9.10. - Alimentatore pile-rete con valvole europee.

plici, e quelli della seconda serie, mod. 565 A, più complessi. I primi hanno i filamenti in serie anche durante l'alimentazione con pile, come in fig. 9.8, in cui è visibile l'ordine con cui sono disposti i quattro filamenti allo scopo di approfittare della d. d. p. per la polarizzazione delle griglie.

Gli apparecchi della seconda serie sono invece provvisti di quattro inversori monocomandati con i quali è possibile collegare i filamenti in parallelo durante l'alimentazione con pile, ed in serie durante quella dalla rete-luce,

allo scopo di evitare l'accoppiamento dei circuiti tramite il collegamento in serie, almeno durante la ricezione con pile.

Poichè il filamento della valvola finale può venir riscaldato dalla tensione alternata anche se, come nel caso dei ricevitori portatili, si tratti di valvola a riscaldamento diretto, negli apparecchi di questo modello i filamenti delle prime tre valvole sono collegati in serie mentre il filamento della finale è collegato ad un apposito avvolgimento del trasformatore di alimentazione. Nella posizione « alimentazione a pile », un capo del filamento della finale va a massa tramite metà dell'avvolgimento d'accensione, come indicato nella stessa fig. 9.9, in alto. (Gli schemi dei modelli 565 e 565A Phonola si trovano nel *Nuovo Schemario*).

APPARECCHI PORTATILI PILE-RETE CON LA UY41. — La fig. 9.10 indica lo stadio rettificatore di un portatile pile-rete con valvole europee, funzionante con la UY41, a 31 V e 0,1 A d'accensione. Come al solito il filamento della UY41 non è in serie con i filamenti delle altre quattro valvole, ma è alimentato separatamente dalla rete-luce.

In serie al filamento della UY41 è indicata una resistenza di 940 ohm 15 watt per la necessaria caduta di tensione da quella della rete-luce prevista nell'esempio di 125 V. I portatili con valvole europee sono molto pochi appunto perchè manca una valvola rettificatrice ad almeno 125 volt d'accensione.

Mentre generalmente i due filtri livellatori, d'accensione e di anodica, sono separati, in questo schema di rettificatore il filtro anodica è in comune con quello d'accensione. Una resistenza di 1 690 ohm determina la necessaria caduta dalla massima tensione anodica disponibile a quella necessaria per l'accensione dei quattro filamenti in serie. Ad essa segue un condensatore elettrolitico di 150 microfarad per l'ulteriore livellamento.

Una riduzione di consumo di circa 15 watt si ottiene collegando il filamento della rettificatrice in serie con le altre

valvole. È però necessario compensare la minor resistenza del filamento della rettificatrice durante i primi istanti di funzionamento, sino alla raggiunta emissione normale. Essendo necessario un dispositivo automatico ciò complica alquanto il rettificatore, che perciò non risulta di applicazione pratica.

Portatile pile-rete con rettificatore a selenio.

I portatili pile-rete di produzione più recente sono in gran parte provvisti di rettificatore a selenio al posto della valvola rettificatrice, con il vantaggio del minor ingombro e soprattutto del minor calore sviluppato.

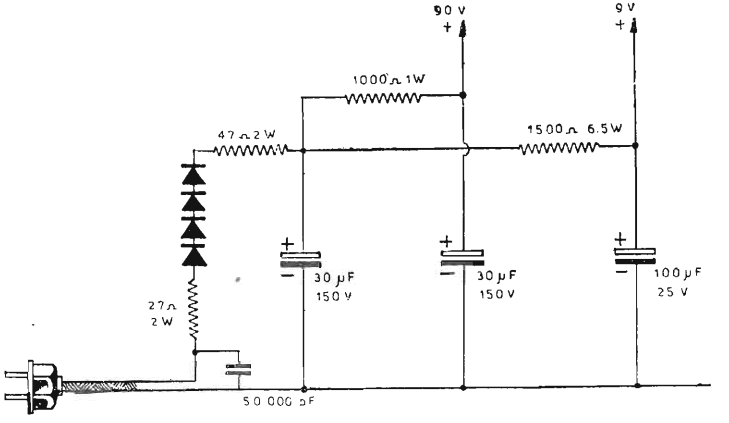


Fig. 9.11. - Alimentatore pile-rete con rettificatore a selenio per piccoli portatili.

La fig. 9.11 riporta lo schema di un rettificatore a selenio per apparecchi pile-rete, adatto per reti-luce in continua o in alternata, tensione 117 volt. Come al solito i filtri livellatori sono due, uno per la tensione anodica e l'altro per quella d'accensione, ed hanno in comune il primo elettrolitico.

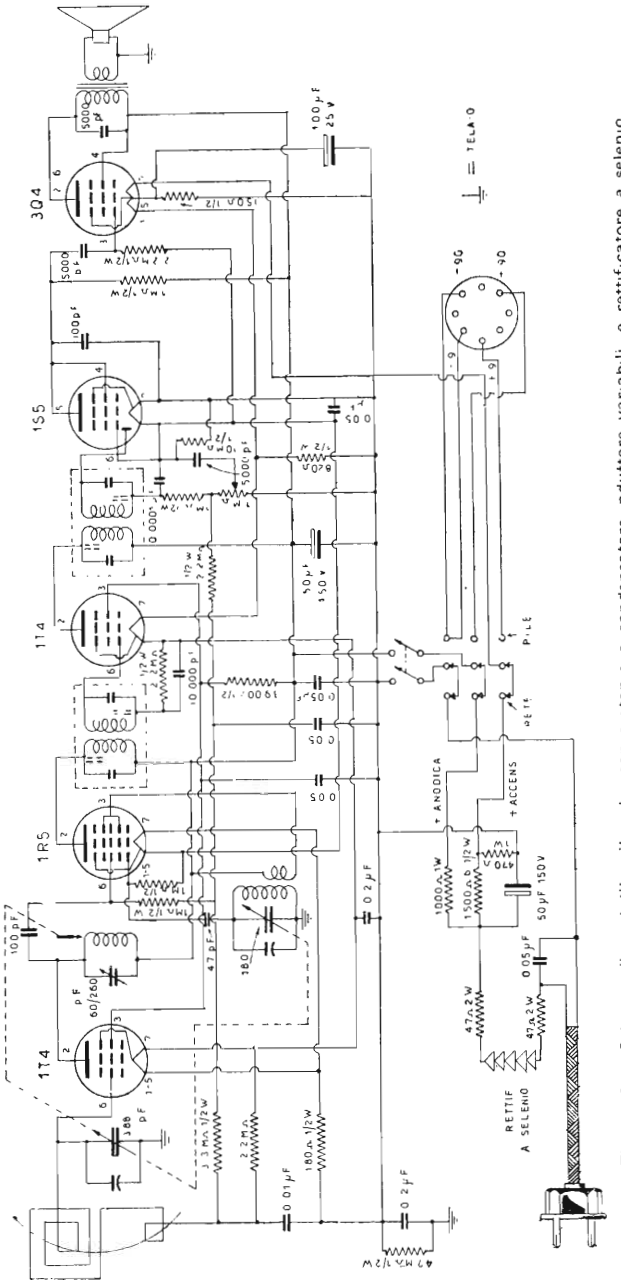


Fig. 9.12. - Schema di portatile pile-rete, con sintonia a condensatore-induttore variabili, e rettificatore a selenio.

Lo schema complessivo è quello di fig. 9.12. In esso è utilizzato il rettificatore ad ossido di cui la fig. 9.11. Il commutatore a tre vie è nella posizione rete-luce.

Fig. 9.13. - Tipico esempio di portatile pile-rete (a tre correnti), con rettificatore a selenio, di produzione americana. (Westinghouse mod. 185).

Le valvole sono cinque, con i filamenti in serie, e la tensione d'accensione è di 9 volt. Al polo positivo è collegato un capo di uno dei due filamenti della valvola finale 3Q4. I due filamenti sono in serie. Ad essi segue il filamento della 1T4 media frequenza, e poi quello dell'altra 1T4 alta fre-

quenza. Vengono quindi i filamenti della convertitrice 1S5 e della rivelatrice 1R5, utilizzata come triodo.

La sintonia è ottenuta con condensatore-induttore variabile. Il condensatore è a due sezioni, una di 388 pF per la entrata e l'altra, sagomata, di 180 pF per l'oscillatore. La funicella di comando indice provvede anche al movimento del nucleo dell'induttore variabile.

Il circuito accordato con induttore è collegato alla placca della valvola amplificatrice AF ed è accoppiato a resistenza-capacità alla valvola convertitrice.

La fig. 9.13 illustra l'aspetto esterno del portatile pile-rete (*miniature 3-way portable*) della *Westinghouse Electric Corporation*. È il modello 185. Le sue dimensioni sono di 22,5 × 18 × 12,4 cm; pesa 3 chilogrammi; collegato alla rete-luce consuma 17 watt.

CAPITOLO DECIMO

PICCOLE SUPERETERODINE AD AUTOTRASFORMATORE

Caratteristiche generali.

Le piccole supereterodine ad autotrasformatore sono numerose da noi in Italia poichè si prestano bene a funzionare con le più svariate tensioni della rete-luce. A differenza del trasformatore di alimentazione usato negli apparecchi di media e grande potenza, l'autotrasformatore è provvisto di un solo avvolgimento, il primario, dal quale sono derivate varie prese in corrispondenza delle principali tensioni della rete-luce.

Essendo sprovvisto dei secondari alta e bassa tensione, l'autotrasformatore risulta meno ingombrante, meno pesante e meno costoso. La tensione più alta della rete-luce è generalmente quella di 220 V, ad eccezione degli apparecchi molto piccoli in cui è di 160 V.

Nella maggior parte di questi apparecchi è utilizzata una sola semionda della tensione alternata della rete-luce, sono perciò provvisti di valvola rettificatrice ad una sola placca, o con le due placche riunite insieme. In qualche raro caso, come ad es. nell'apparecchio Ducati RR 3431.1 è utilizzata l'onda intera, per cui la valvola è una raddrizzatrice biplacca; ma in tal caso l'autotrasformatore è più ingombrante, essendo doppio il numero di spire dell'avvolgimento.

La tensione alternata applicata alla placca della rettificatrice potrebbe essere sempre quella di 220 V, corrispon-

dente alla più alta tensione della rete-luce, o anche maggiore, in pratica invece sono pochi gli apparecchi di questa categoria in cui sia utilizzata la maggior tensione disponibile, in molti è utilizzata una tensione minore, di 125 V. di 150 V o di 175 V. In genere, minori sono le dimensioni dell'apparecchio, minore è anche la tensione alternata applicata alla placca della rettificatrice. Le dimensioni devono essere proporzionate alla potenza assorbita dall'apparecchio; alte tensioni alternate alla placca della rettificatrice, e quindi alte tensioni alle placche delle altre valvole, determinano assorbimenti di potenza notevoli, con conseguente notevole sviluppo di calore, inamissibile in apparecchi molto compatti.

Alte tensioni anodiche richiedono anche condensatori elettrolitici di maggiori dimensioni, adatti per tensioni di lavoro più elevate, ed il maggior ingombro di altri componenti.

In media, la potenza assorbita dalle piccole supereterodine ad autotrasformatore è di 30 watt con 125 V alla placca della rettificatrice, di 35 watt con 175 V e di 40 watt con 220 V. Esse si possono distinguere nelle tre categorie corrispondenti alle tre potenze assorbite indicate.

Va notato che nelle supereterodine ad autotrasformatore d'anteguerra, la tensione di placca della valvola finale era prelevata dopo la bobina di campo dell'altoparlante, con conseguente caduta da 60 a 90 V ai capi di tale bobina. Nelle supereterodine attuali la tensione di placca della finale è prelevata prima della resistenza di filtro, direttamente al catodo della rettificatrice; in tal modo la caduta di tensione ai capi della resistenza (la bobina di campo non esiste più) è molto minore, essendo compresa tra 15 e 45 V.

Stadi alimentatori di piccole supereterodine ad autotrasformatore.

Lo stadio alimentatore tipico di una piccola supereterodina da 30 W, ad autotrasformatore, è riportato schematicamente dalla fig. 10.1. Nel circuito dei cinque filamenti in se-

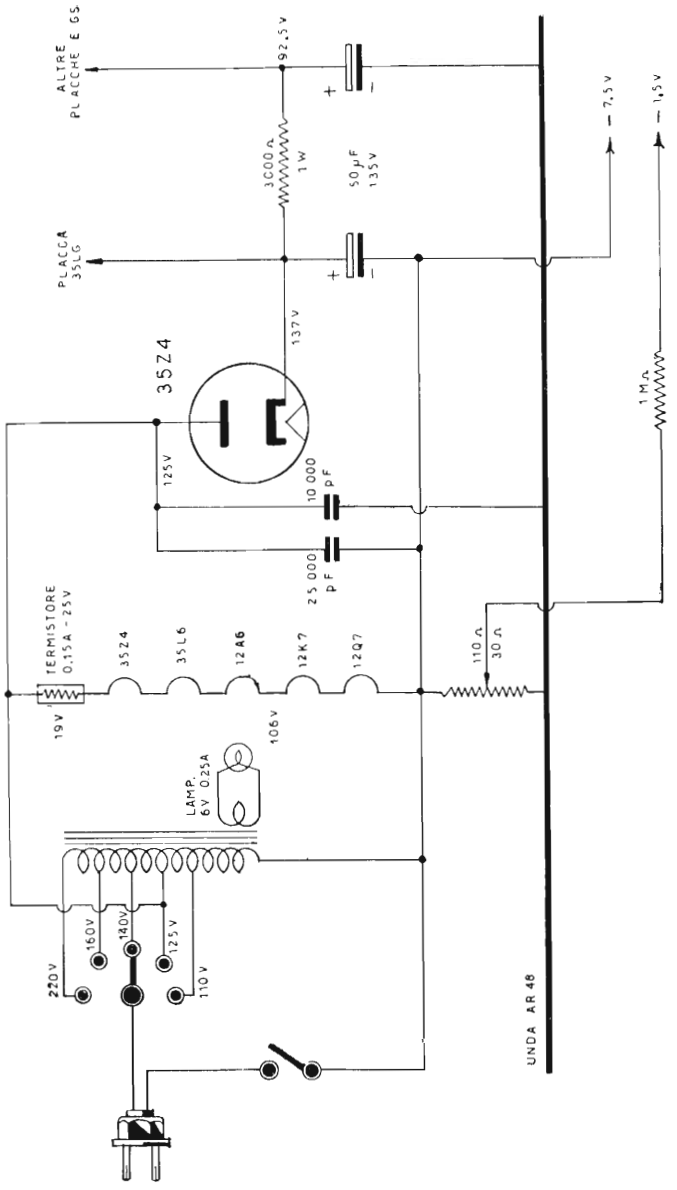


Fig. 10.1. - Alimentatore ad autotrasformatore di piccola supereterodina. (Unda AR48).

rie delle valvole di tipo americano è presente un termistore da 0,15 A e 25 volt, la cui resistenza a caldo è tale da provocare ai suoi capi la caduta di tensione di 19 V. Poichè la tensione d'accensione richiesta dai cinque filamenti è di 107,8 V, il circuito è collegato alla presa a 125 V dell'autotrasformatore.

In tal modo la tensione risulta così divisa: 19 V ai capi del termistore e 106 V a quelli dei cinque filamenti in serie.

La resistenza a freddo dei cinque filamenti è molto inferiore a quella degli stessi dopo i primi quattro secondi di funzionamento; senza termistore nei primi istanti di funzionamento la corrente d'accensione è d'intensità notevolmente superiore alla richiesta, è di 500 mA circa nel primo istante e scende a 150 dopo circa quattro secondi. Il termistore si comporta in modo opposto; la sua resistenza è molto elevata, circa 10 000 ohm, a freddo, essa scende rapidamente nei primi istanti di funzionamento e si stabilizza quindi in modo da determinare la piccola caduta di tensione di 19 V già indicata.

I vantaggi del termistore sono senz'altro evidenti, in quanto evitano che durante i primi istanti di funzionamento la corrente d'accensione dei filamenti raggiunga un'intensità eccessiva. Presenta però anche lo svantaggio di allungare il tempo di entrata in funzionamento dell'apparecchio, in quanto ritarda l'accensione normale delle valvole. Negli Stati Uniti oltre 10 milioni di apparecchi hanno le valvole con i filamenti in serie, direttamente collegati alla rete-luce e non sono provvisti di termistore. Colà però le valvole costano meno di quanto non costino in Italia.

La tensione al catodo della rettificatrice è di 137 V ed è applicata alla placca della valvola finale 35L6 GT. La resistenza di filtro è di 3 000 ohm e provoca la caduta di tensione di 44,5 V. Alla griglia schermo della finale e alle altre placche è applicata la tensione di 92,5 V.

Due resistenze in serie, una di 110 e l'altra di 30 ohm, presenti nel ritorno -AT, consentono di ottenere due tensioni

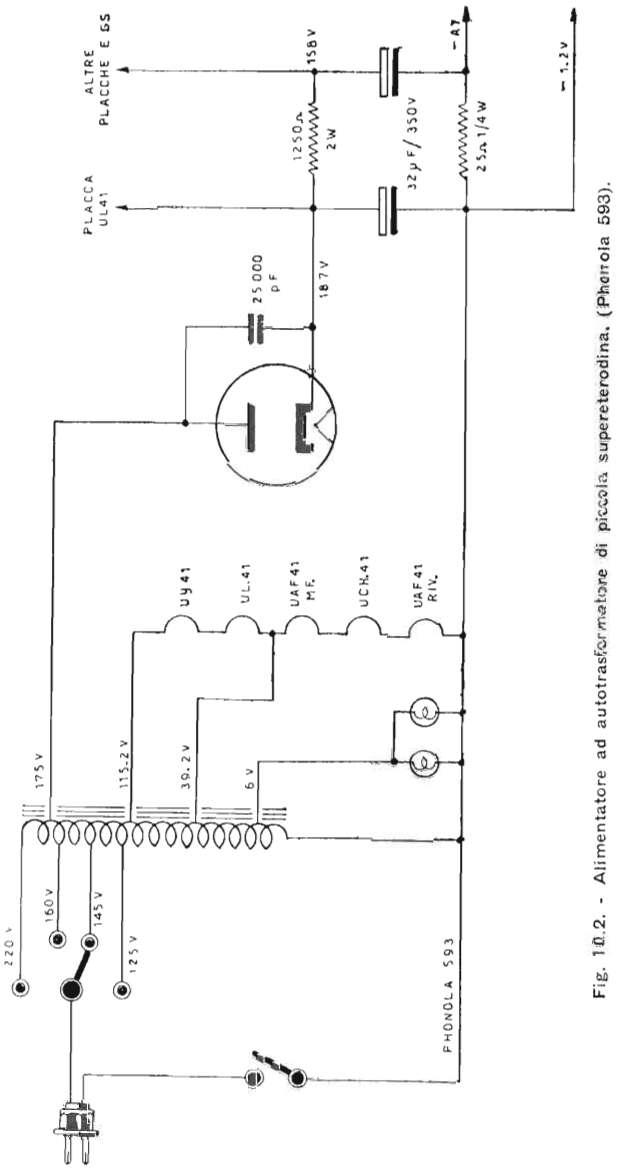


Fig. 10.2. - Alimentatore ad autotrasformatore di piccola supereterodina. (Phonola 593).

CONDENSATORI					RESISTORI			
Nom	Valore	Toll %	V. Prova	Tipo	Nom.	Valore	Toll. %	Watt
C 1	1 000 pf	−10+25	3000 =	carta	R 1	1 MΩ	± 10	1/4
C 2	1 000 »	−10+25	»	»	R 2	50 KΩ	»	1/2
C 3	200 »	± 1	1000 ~	Ag.	R 3	20 KΩ	»	1/4
C 4	2÷60 »	—	»	»	R 4	25 KΩ	»	1
C 5	2÷60 »	—	»	»	R 5	100 Ω	»	1/4
C 6	100 »	± 5	»	»	R 6	10 KΩ	»	1
C 7	100.000 »	−10+25	1500 =	carta	R 7	1 MΩ	»	1/4
C 8	150 »	± 5	1000 ~	Ag.	R 8	50 KΩ	»	1/2
C 9	50 »	± 5	»	»	R 9	2 MΩ	»	1/4
C 10	2÷60 »	—	»	»	R 10	50 KΩ	»	1/4
C 11	5.000 »	± 10	1500 =	ca. AF	R 11	0,5 MΩ	»	1/4
C 12	195 »	± 1	1000 ~	Ag.	R 12	1000 Ω	»	1/4
C 13	450 »	± 1	»	»	R 13	0,7 MΩ	»	1/2
C 14	2÷60 »	—	»	»	R 14	0,2 MΩ	»	1/2
C 15	~ 170 »	—	»	»	R 15	50 KΩ	»	1/2
C 16	~ 170 »	—	»	»	R 16	1 MΩ	»	1/4
C 17	10.000 »	−10+25	1500 =	carta	R 17			
C 18	100.000 »	−10+25	»	»	R 18	3150 Ω	± 10	1/2
C 19	25 »	± 5	1000 ~	Ag.	R 19	140 Ω	± 5	1
C 20	~ 170 »	—	»	»	R 20	1250 Ω	± 10	2
C 21	~ 170 »	—	»	»	R 21	25 Ω	± 5	1/2
C 22	10.000 »	−10+25	1500 =	carta	R 22	1000 Ω	± 10	1/2
C 23	100 »	± 5	1000 ~	Ag.				
C 24	150 »	± 5	»	»				
C 25	100.000 »	−10+25	1500 =	carta				
C 26	10.000 »	−10+25	»	»				
C 27	100.000 »	−10+25	»	»				
C 28	10 Mf	−10+70	30 =	Elett.				
C 29	10.000 pf	−10+25	1500 =	carta				
C 30	32 Mf	−10+70	350 =	Elett.				
C 31	32 »	−10+70	350 =	»				
C 32	25.000 pf	−10+25	1500 =	carta				
C 33								
C 34	340 pf	± 10	1000 ~	Ag.				
C 35	1 »	± 5	»	»				
C 36	50.000 »	−10+25	1500 =	carta				
C 37	50 »	± 5	1000 ~	Ag.	RV. 1 MΩ log. con interruttore			

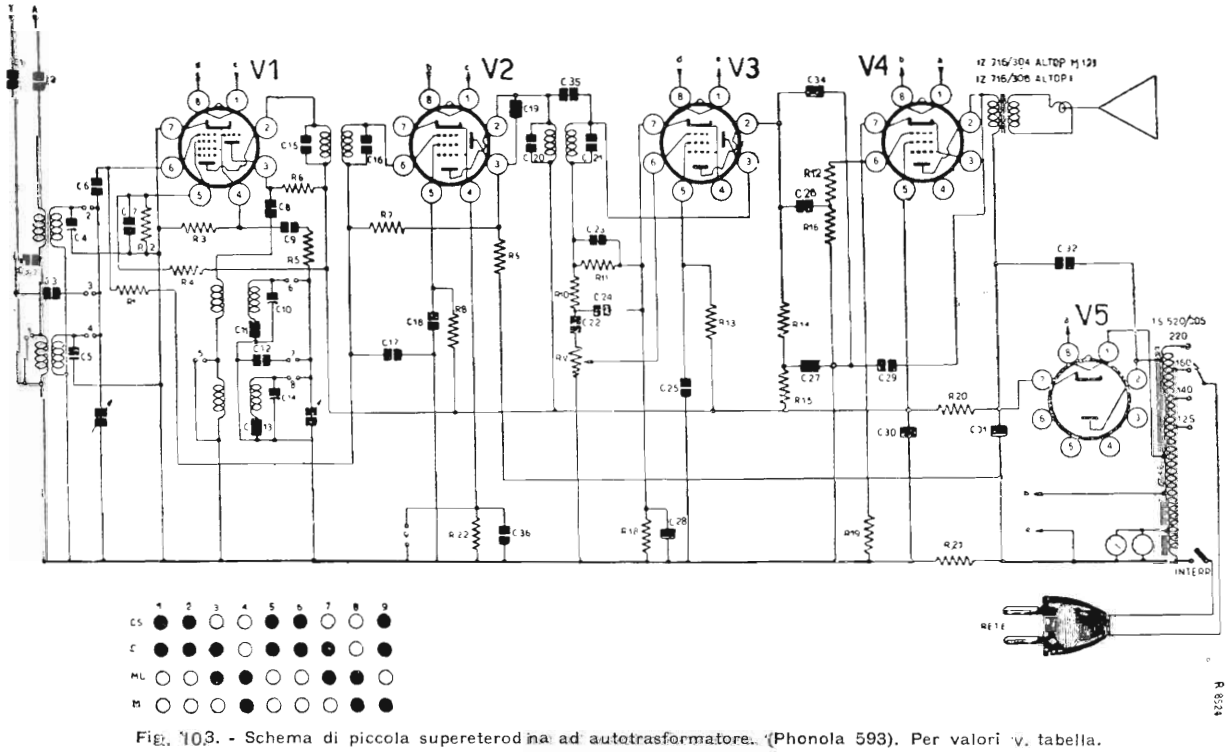


Fig. 103. - Schema di piccola supereterodina ad autotrasformatore. (Phonola 593). Per valori v. tabella.

negative, una di — 7,5 V per la griglia controllo della valvola finale, e l'altra di — 1,5 V per il ritardo CAV.

Questo stadio alimentatore appartiene all'apparecchio *Unda* AR 48, il cui schema complessivo è riportato dalla fig. 12.5 nel capitolo 12°.

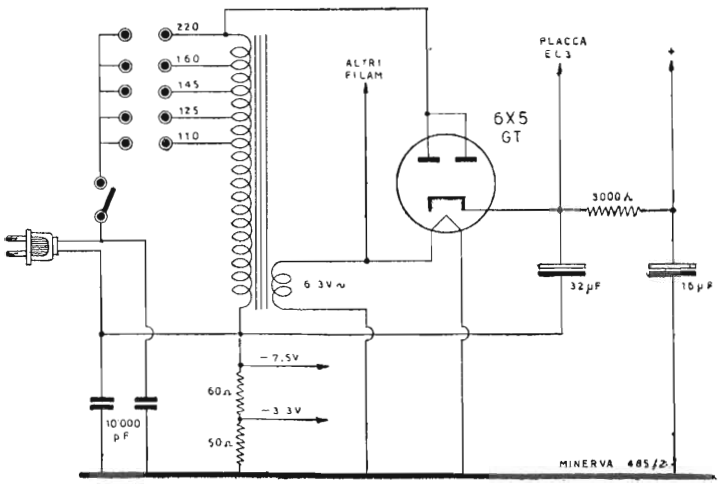


Fig. 10.4. - Alimentatore ad autotrasformatore, con filamenti in parallelo. (Minerva 485/2).

Un altro esempio di stadio alimentatore di piccola supereterodina da 35 watt, è quello di fig. 10.2.

Le cinque valvole sono di tipo europeo, a 100 mA di accensione, con filamenti in serie, alimentati da due prese derivate dell'avvolgimento dell'autotrasformatore, una a 115,2 V e l'altra a 39,2 V ciò che consente una leggera economia di rame.

Alla placca della rettificatrice è presente la tensione alternata di 175 V, ed al catodo della stessa quella di 187 V che risulta applicata alla placca della valvola finale. Ai capi del

primario del trasformatore d'uscita la caduta è di 13 V, per cui la tensione effettivamente presente alla placca è di 174 V.

La resistenza di filtro è di 1 250 ohm; essa provoca la caduta di 29 V, per cui la massima tensione anodica all'uscita del filtro è di 158 V.

Una resistenza di 25 ohm presente nel ritorno -AT fornisce la tensione per il ritardo CAV di — 1,2 V.

Questo stadio alimentatore appartiene all'apparecchio *Phonola* mod. 593; lo schema complessivo è quello di figura 10.3.

Un terzo esempio di stadio alimentatore ad autrasformatore è quello di fig. 10.4. Differisce dagli altri per il fatto che i filamenti delle cinque valvole sono in parallelo, alimentati dalla tensione a 6,3 V fornita da un secondario. La tensione applicata alla valvola rettificatrice è di 220 V, con conseguenti elevate tensioni anodiche disponibili, e quindi maggiori dimensioni dell'apparecchio. Appartiene all'apparecchio *Minerva* mod. 485/2.

tensione MF. Le due tensioni vengono amplificate simultaneamente.

Questa realizzazione presenta qualche difficoltà essendo l'amplificazione MF affidata alla valvola finale, e ciò per il fatto che tale valvola è sempre a basso coefficiente d'amplificazione ed anche perchè la tensione negativa di griglia necessaria per il funzionamento normale della valvola è diversa da quella richiesta per l'amplificazione MF.

Con tensione negativa normale di griglia, la valvola finale tende ad oscillare; riducendo tale tensione si ottiene la stabilizzazione a spese dell'amplificazione MF, già molto ridotta. A stabilizzare la valvola serve pure il condensatore C, tra la resistenza variabile e la massa. La capacità di tale condensatore viene variata da 25 a 100 pF. Riesce utile una resistenza in serie alla griglia controllo della EBL1.

Nel mod. Phonola 301/2 alla resistenza di catodo della EBL1 di 150 ohm è aggiunta una seconda di 200 ohm, e la resistenza variabile è collegata tra di esse anzichè a massa.

Piccole supereterodine Philips (modd. 333 e 1 + 1 bis).

Un esempio tipico di piccola supereterodina d'anteguerra è quello dell'apparecchio Philips mod. 333, di cui la fig. 11.2 riporta lo schema. È a quattro valvole, ad una sola gamma di ricezione, quella delle onde medie, ed è caratterizzato dalla presenza del trasformatore di alimentazione, con doppio secondario alta tensione, e quindi con valvola raddrizzatrice biplacca.

L'altoparlante è elettrodinamico con bobina di campo inserita nel ritorno -AT e provvista di una presa verso le ultime spire, alle quali è presente la caduta di tensione di — 1,5 V, necessaria per il ritardo del CAV.

La valvola finale provvede alla rivelazione e alla amplificazione di potenza, manca in tal modo l'amplificazione di tensione BF. Allo scopo di ovviare all'inconveniente della trop-

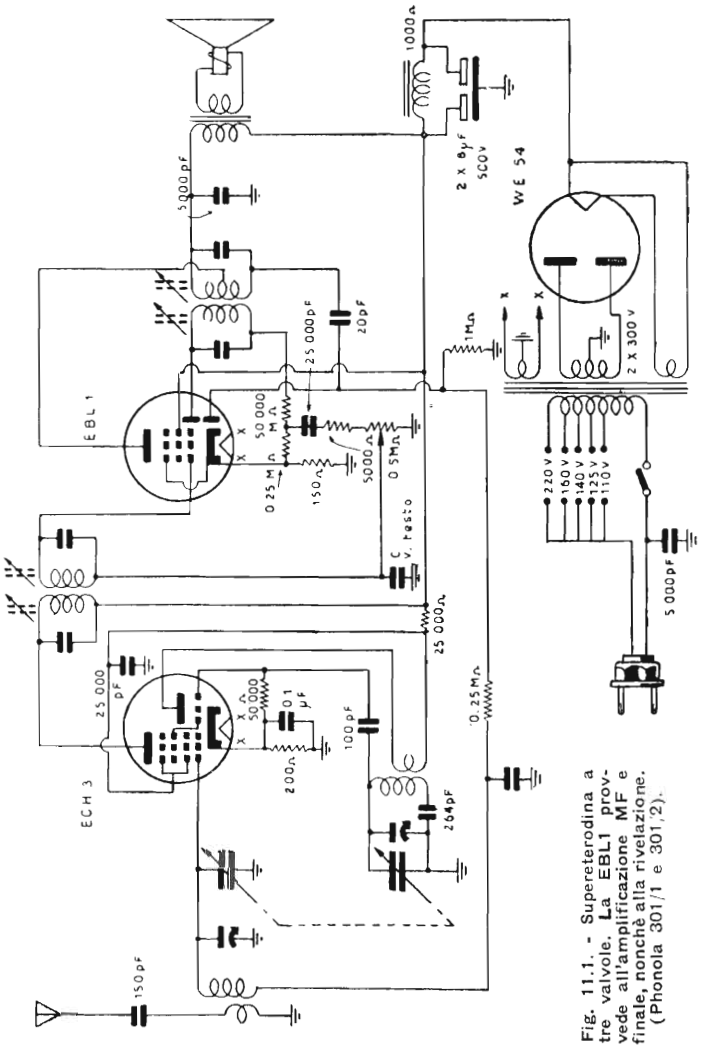


Fig. 11.1. - Supereterodina a tre valvole. La EBL1 provvede all'amplificazione MF e finale, nonchè alla rivelazione. (Phonola 301/1 e 301/2).

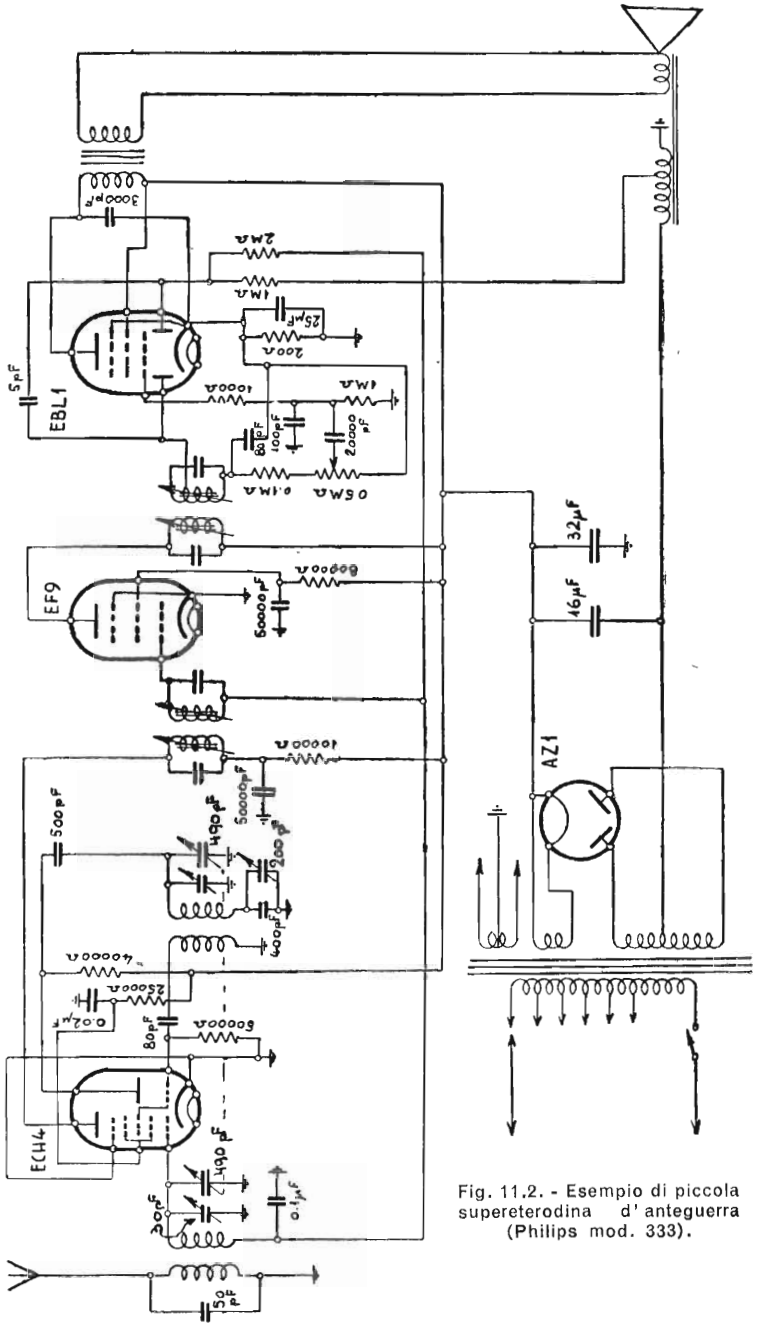


Fig. 11.2. - Esempio di piccola supereterodina d'anteguerra (Philips mod. 333).

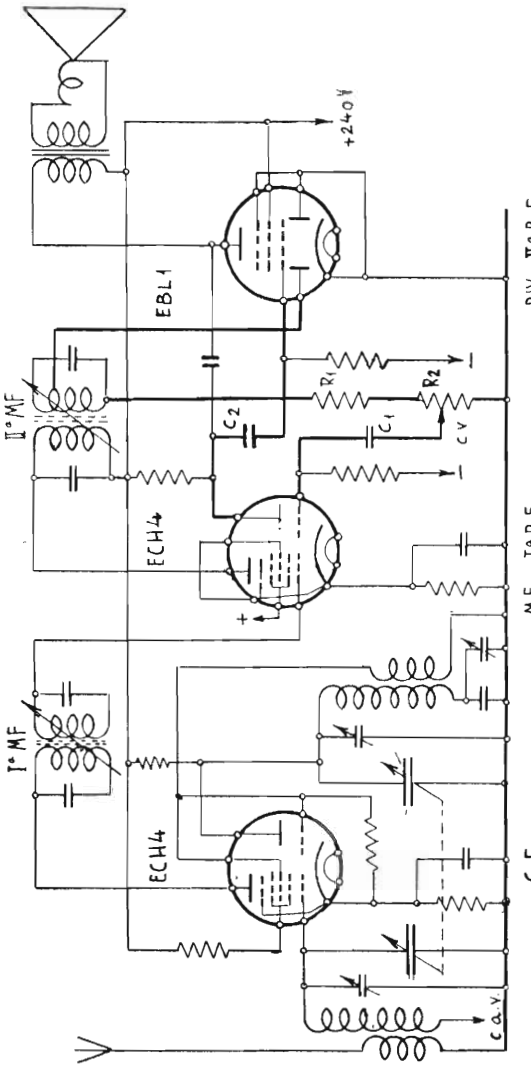


Fig. 11.3. - Schema semplificato della piccola supereterodina d'anteguerra Philips mod. 1 + 1 bis.

po piccola ampiezza del segnale presente all'entrata della valvola finale — insufficiente per la completa modulazione della valvola stessa e quindi per determinare una adeguata resa d'uscita — la valvola amplificatrice MF EF9 venne sostituita con una seconda ECH4, della quale la sezione eptodo venne utilizzata per l'amplificazione MF e la sezione triodo per l'amplificazione BF. Ne risultò l'apparecchio Philips modello 1 + 1 bis. Di esso la fig. 11.3 riporta lo schema semplificato.

L'amplificazione MF ottenuta con una sezione della ECH4 risultò inferiore di quella prima ottenuta con la EF9, quindi la sensibilità dell'apparecchio diminuì, in compenso aumentò la resa sonora.

Piccola supereterodina Phonola d'anteguerra (mod. 401).

Anche questa supereterodina, come le due dell'esempio precedente, funziona con la valvola finale EBL1; è anch'essa provvista di trasformatore di alimentazione con doppio secondario AT e valvola raddrizzatrice biplacca WE 54 (figura 11.4). È caratterizzata dall'impiego della valvola 6P7 G, pentodo MF e triodo BF. La convertitrice è un ottodo EK2.

Le tre valvole sono a polarizzazione fissa. La 6P7 G deve essere necessariamiente a polarizzazione fissa, dato che richiede due diverse tensioni negative di griglia, mentre il catodo è uno solo. La caduta di tensione è ottenuta con la resistenza R18 di 110 ohm, in parallelo con tre resistenze del divisore di tensione R19, R20 e R21.

I valori delle capacità e delle resistenze sono i seguenti:

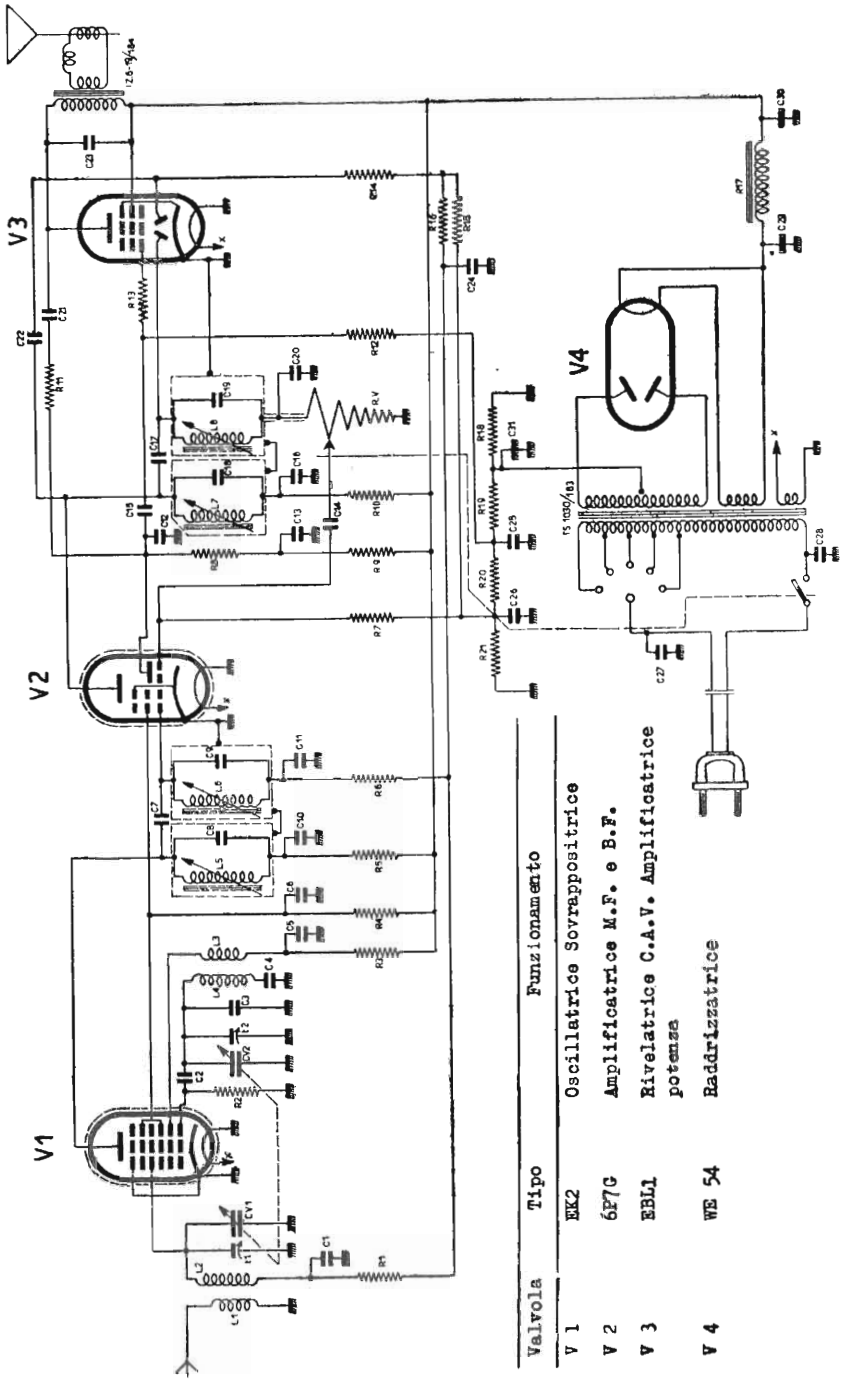


Fig. 11.4. - Esempio di supereterodina a 4 valvole della stagione 1940-41. (Phonola mod. 401).

Tab. VI. - RICEVITORE PHONOLA MOD. 401.

CAPACITÀ

C1	10000 pF	C17	2 pF
C2	200 pF	C18	240 pF
C3	25 pF	C19	240 pF
C4	412 pF	C20	200 pF
C5	25000 pF	C21	25000 pF
C6	25000 pF	C22	100 pF
C7	2 pF	C23	5000 pF
C8	240 pF	C24	10000 pF
C9	240 pF	C25	1 μF
C10	10000 pF	C26	0.5 μF
C11	10000 pF	C27	5000 pF
C12	500 pF	C28	5000 pF
C13	1 μF	C29	8 μF
C14	10000 pF	C30	8 μF
C15	25000 pF	C31	25 μF
C16	10000 pF		(segue)

RESISTENZE

R1	250000 Ω	¼ W	R12	250000 Ω	¼ W
R2	50000 Ω	¼ W	R13	400 Ω	¼ W
R3	20000 Ω	¼ W	R14	1 M Ω	¼ W
R4	50000 Ω	¼ W	R15	1 M Ω	¼ W
R5	2500 Ω	¼ W	R16	1 M Ω	¼ W
R6	250000 Ω	¼ W	R17	2200 Ω	8 W
R7	1 M Ω	¼ W	R18	110 Ω	1 W
R8	50000 Ω	½ W	R19	50000 Ω	¼ W
R9	10000 Ω	¼ W	R20	250000 Ω	¼ W
R10	2500 Ω	¼ W	R21	250000 Ω	¼ W
R11	500000 Ω	¼ W	RV	0.5 Ω	

CAPITOLO DODICESIMO

SUPERETERODINE AD INDUTTORE VARIABILE

Pregi e inconvenienti.

La sintonia ad induttore variabile anzichè a condensatore variabile si presta ottimamente per le piccole supereterodine. Senza il condensatore variabile, con le sole bobine provviste di nucleo ferromagnetico mobile, il gruppo alta frequenza risulta di ingombro ridottissimo.

Nonostante ciò, le piccolissime supereterodine americane (le « miniatura » di cui il cap. 7°) sono provviste di condensatore variabile, per il fatto che queste supereterodine — come in generale quasi tutti gli apparecchi americani — possiedono il telaio di ricezione incorporato nella custodia. Esso sostituisce la bobina d'entrata, ed in assenza di tale bobina ridiventa necessario l'impiego del solito condensatore variabile.

Da noi in Italia gli apparecchi sono ancora tutti del tipo ad antenna, con bobina d'entrata, e perciò la sintonia a induttore variabile — alla quale è stato accennato nel cap. 5°) — non incontra alcuna difficoltà.

La differenza tra i due tipi di apparecchi, con condensatore o con induttore variabile, non è notevole, quando si tratta di piccoli ricevitori con la sola gamma onde medie. Nei primi sono i due condensatori variabili ad essere affiancati mentre le due bobine fisse sono separate e distanti; nei

secondi sono invece le due bobine variabili ad essere affiancate mentre i due condensatori fissi sono separati.

Si può notare che la distribuzione delle emittenti sulla scala parlante non è la stessa, e ciò per il fatto che le lamine del condensatore variabile sono opportunamente sagomate in modo da distribuire le emittenti con la maggior uniformità possibile, mentre invece i nuclei ferromagnetici non possono venir sagomati, devono essere cilindrici, poichè se vengono sagomati non riesce più possibile la sintonia sulla intera gamma di ricezione onde medie, a meno di non dividerla in due parti.

Ma quando si tratta di piccole supereterodine, adatte per la ricezione di un numero limitato di emittenti vicine o comunque molto forti, il problema della uniforme distribuzione delle emittenti sulla scala cessa di esistere, e l'induttore variabile sostituisce ottimamente il condensatore variabile.

Negli apparecchi normali, a sensibilità elevata, le emittenti a frequenza più alta risultano affollate ad un estremo della gamma OM, e ciò costituisce un inconveniente. Ad esso è possibile ovviare dividendo la gamma OM in due parti, con conseguente possibilità di assottigliare i nuclei ferromagnetici al loro inizio.

In tutti gli apparecchi a induttore variabile si verifica pure l'inconveniente della imperfetta taratura con la scala parlante, con conseguente indecisa indicazione delle emittenti. Altro inconveniente è costituito dalla minore selettività d'immagine, nonchè quella rispetto alle altre interferenze, particolarmente accentuata nelle gamma onde corte-cortissime. Inoltre, il fattore di merito dei circuiti AF è massimo solo verso l'estremo basso di ciascuna gamma.

Le supereterodine ad induttore variabile presentano il vantaggio di poter essere più compatte, più semplici e, entro un certo limite, specie se ad una sola gamma OM, meno costose. Esse risentono molto meno l'effetto delle variazioni della capacità aggiuntiva. Mentre lo spostamento di un collegamento può, nelle supereterodine a condensatore variabile,

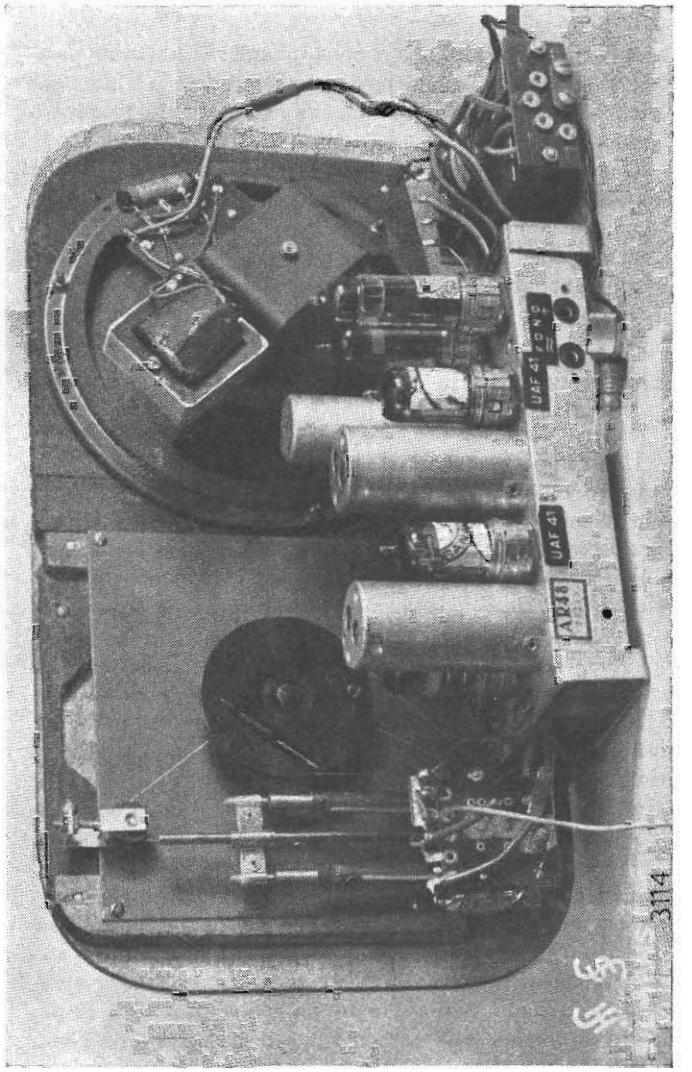


Fig. 12.1. - L'induttore variabile doppio, in sostituzione del condensatore variabile a due sezioni, è ben visibile a sinistra (Siemens mod. AR48).

determinare l'uscita di una o più emittenti dal trattino indicatore, ciò non è possibile nelle supereterodine ad induttore variabile, data la maggiore capacità fissa costante, in genere superiore ai 100 pF.

L'induttore variabile si presta bene per la ricezione nella gamma delle onde ultracorte, benchè la permeabilità del nucleo ferromagnetico diminuisca con l'aumentare della frequenza. Negli Stati Uniti sono numerosi i ricevitori FM ad induttore variabile, e sono numerosissimi gli apparecchi di televisione con tale sistema di sintonia.

Esempi di piccole supereterodine ad induttore variabile.

Una semplicissima supereterodina ad induttore variabile, a quattro valvole miniatura, è quella di cui la fig. 12.2 riporta lo schema. Al posto della valvola rettificatrice vi è un rettificatore a selenio. I filamenti delle valvole sono in serie tra di loro e con una resistenza di caduta di 250 ohm 8 watt, essendo previsto il funzionamento dalla rete-luce a 125 volt.

L'antenna è direttamente collegata al circuito accordato d'entrata, costituito dall'induttore variabile con in serie un condensatore fisso di 1 000 pF, e da un compensatore. È collegata tra l'induttore e il condensatore fisso di 1 000 pF poichè variazioni della capacità d'antenna influiscono direttamente sulla capacità di accordo. Data la disposizione del circuito, tale variazione di capacità d'antenna va in aggiunta a quella di 1 000 pF, e quindi non è mai tale da determinare una « messa fuori sintonia » troppo marcata.

S'intende che l'apparecchio va allineato con la sua propria antenna, e che non è possibile adoperare un'antenna qualsiasi, o per lo meno variando l'antenna è necessario variare l'allineamento, dato che una semplice antenna interna, di due o tre metri, può apportare un aumento di 10 o 20 pF, mentre un'antenna esterna con lunga discesa schermata può apportare un aumento da 500 a 600 pF.

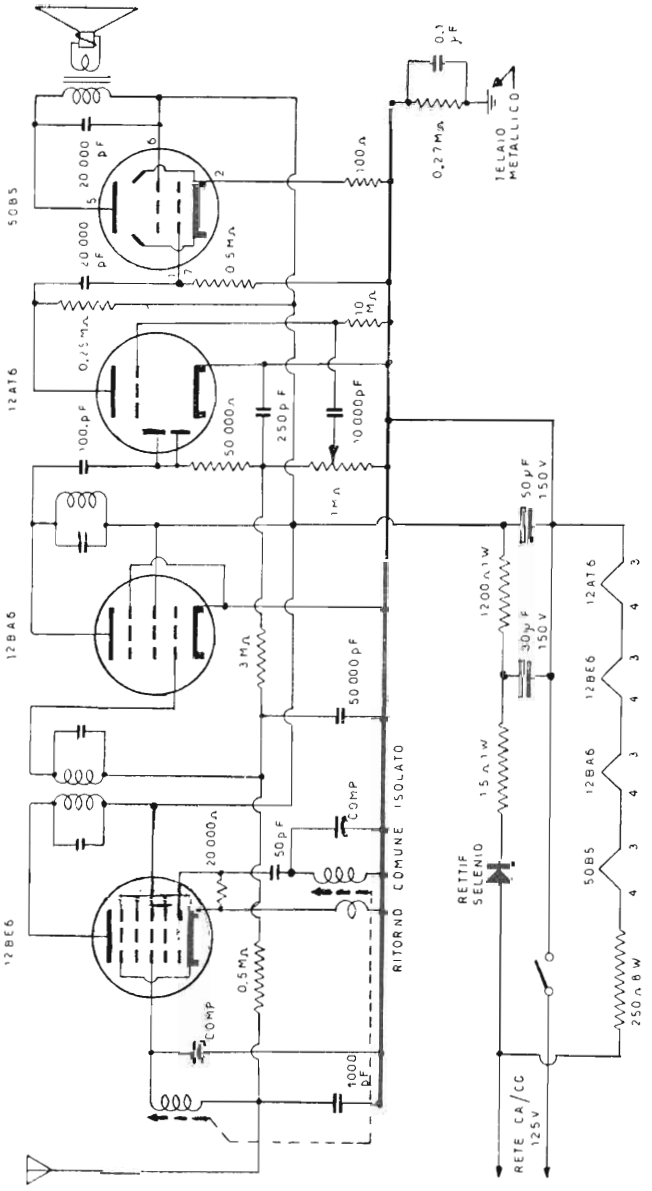


Fig. 12.2. - Schema basilare di piccola supereterodina ad induttore variabile, con rettificatore ad ossido.

Il fatto che la capacità d'antenna può essere molto diversa da una installazione all'altra costituisce un inconveniente assai grave. Esso si manifesta in quasi tutti gli apparecchi a induttore variabile, dato che quasi tutti sono provvisti di accoppiamento capacitivo tra l'antenna e il circuito di entrata.

Vi è un solo trasformatore MF, il secondo essendo sostituito da un solo circuito accordato MF, accoppiato a resistenza-capacità ai due diodi rivelatori in parallelo.

Data la disposizione del circuito accordato d'entrata, il condensatore disaccoppiatore del CAV è posto prima anzichè dopo la resistenza CAV di 3 MΩ.

I ritorni -AT sono effettuati con un collegamento comune isolato da massa, e collegato a quest'ultima tramite un condensatore di 0,1 μF in parallelo ad una resistenza di 0,27 MΩ.

Un altro esempio di semplicissima supereterodina a induttore variabile, questa di produzione industriale (*Belmont* di Chicago) è quello di cui la fig. 12.3 riporta lo schema. In questo esempio l'antenna è collegata all'entrata della valvola convertitrice, tramite un condensatore di 300 pF. Il compensatore di accordo è di capacità elevata iniziale, ed il condensatore disaccoppiatore CAV chiude il circuito accordato d'entrata.

Va notato che il condensatore accoppiatore di 300 pF è di capacità insolitamente elevata, poichè in altri apparecchi a induttore variabile, con lo stesso accoppiamento d'antenna, esso è da 20 a 50 pF. La capacità di 300 pF è possibile poichè l'apparecchio è provvisto di propria antenna interna, costituita da una piastrina metallica. Non vi è in tal modo il pericolo di variazione della capacità d'antenna, la quale trovandosi in parallelo con quella di accordo, sposterebbe ampiamente la frequenza del circuito. La capacità di accoppiamento può essere perciò elevata, affinchè la tensione AF dovuta alla captazione delle onde radio sia in gran parte presente all'entrata della prima valvola.

Quando invece viene adoperato un condensatore accop-

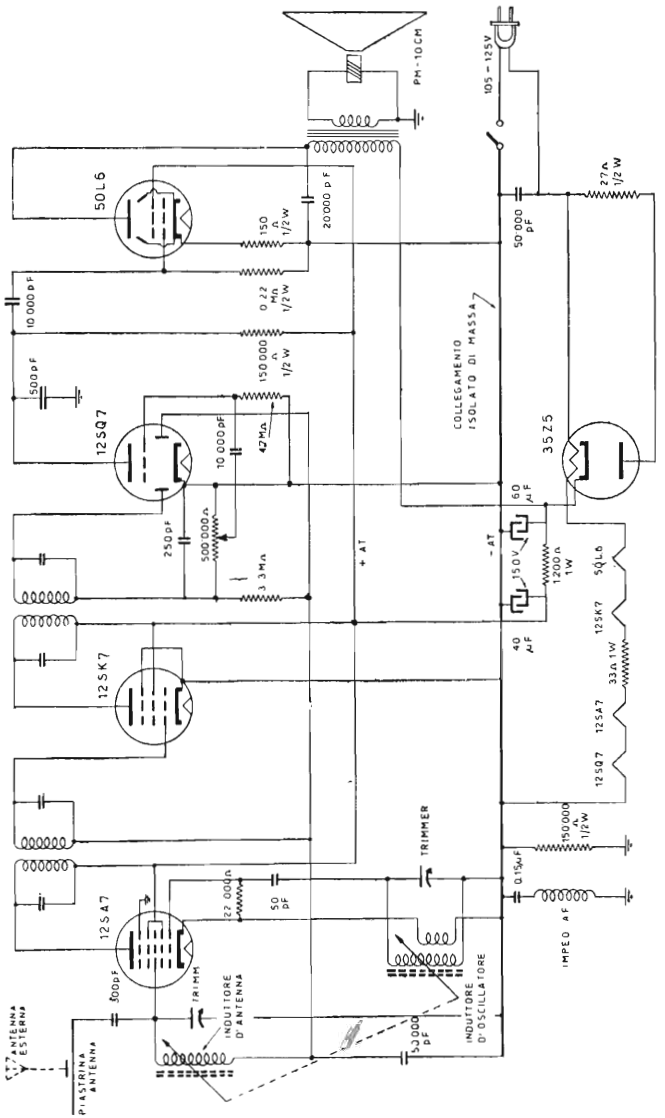


Fig. 12.3. - Tipica piccola supereterodina ad induttore variabile, di produzione americana (Belmont).

piatore di piccola capacità, per es. 20 pF, solo una piccola percentuale della tensione AF d'antenna viene trasferita all'entrata della valvola. I due condensatori, d'entrata e di accordo, sono in serie; si comportano come un divisore di tensione; la tensione AF maggiore è presente ai capi del condensatore di capacità più piccola; se il condensatore di accoppiamento è di 20 pF e quello di accordo (compresa la capacità aggiuntiva) è di 200 pF, circa la decima parte della tensione AF presente nel circuito d'antenna risulta effettivamente all'entrata della valvola.

È previsto il collegamento ad una antenna fuori dell'apparecchio. A tale scopo alla piastrina metallica è affacciata una piastrina minore, alla quale è collegata l'antenna esterna. La capacità delle due piastrine è di 30 pF circa.

Un altra considerazione importante è quella della lunghezza della corsa dei nuclei ferromagnetici. Essa dovrebbe essere quanto più lunga possibile, allo scopo di ottenere una maggiore precisione di sintonia, una più accurata messa in passo e una minore microfonicità per vibrazione dei nuclei. Se la corsa dei nuclei è molto lunga si ottiene anche il vantaggio di una più ampia escursione dell'indice senza eccessiva demoltiplica. A corse lunghe corrispondono nuclei ferromagnetici molto sottili, ed in pratica è difficile scendere sotto i 5 mm di diametro. Normale è il diametro di 6 mm con escursione nell'induttore di 40 mm.

I due induttori sono affiancati ed i nuclei sono comandati dalla funicella-indice scala. Il tubetto sul quale sono avvolti è sottilissimo, appena sufficiente per consentire la necessaria robustezza. Le spire dell'induttore sono in numero minore e leggermente spaziate.

Uno schema simile è quello del ricevitore *Grantline* modello 500-501, riportato in fondo al volume. Pure in fondo al volume è presente lo schema della supereterodina « da passeggio » ad induttore variabile e con valvole sub-miniatura della Belrmont, mod. Boulevard.

Supereterodina ad induttore variabile con telaio di ricezione.

Come detto all'inizio, la diffusione della sintonia a induttore variabile è limitata negli Stati Uniti dalla presenza del telaio di ricezione nella grande maggioranza degli apparecchi radio. Esistono però alcune interessanti eccezioni, ad es. la supereterodina ad induttore variabile con telaio di ricezione di cui la fig. 12.4 riporta lo schema.

L'induttore d'entrata è in serie con il telaio di ricezione, ma poichè anche il telaio contribuisce all'induttanza del circuito accordato d'entrata, l'induttanza dell'induttore è circa due terzi di quella normale, senza telaio.

È prevista la possibilità di funzionamento con antenna, la quale viene accoppiata capacitivamente al circuito accordato d'entrata. Un condensatore fisso di 820 pF è a tale scopo in serie all'induttanza d'entrata. Il condensatore CAV di 50 000 pF è perciò spostato prima della resistenza CAV di 220 000 ohm, come già visto nello schema di fig. 12.2.

L'induttore d'oscillatore è provvisto di induttanza correttrice in parallelo, ciò che consente l'allineamento con la scala parlante all'estremo basso, mentre l'allineamento all'estremo alto è ottenuto con il solito compensatore.

Nello schema, sotto la prima valvola, è indicato un condensatore di 0,09 μF e una resistenza di 0,27 MΩ; hanno il solo scopo di collegare il ritorno comune -AT al telaio metallico dell'apparecchio, il quale in tal modo non è collegato direttamente alla rete-luce.

Si può notare che la tensione CAV è ottenuta dal diodo rivelatore, tramite la resistenza di 3,3 MΩ, e che il secondo diodo è collegato dopo questa resistenza.

Vi sono tre resistenze di livellazione, una di 27 Ω, una di 220 Ω, dopo la quale la tensione è applicata alla placca della finale, e una di 1 200 Ω, all'uscita del filtro livellatore.

Un altro schema di supereterodina ad induttore variabile con telaio di ricezione è quello del ricevitore *Majestic* mod. 7C432, in fondo al volume.

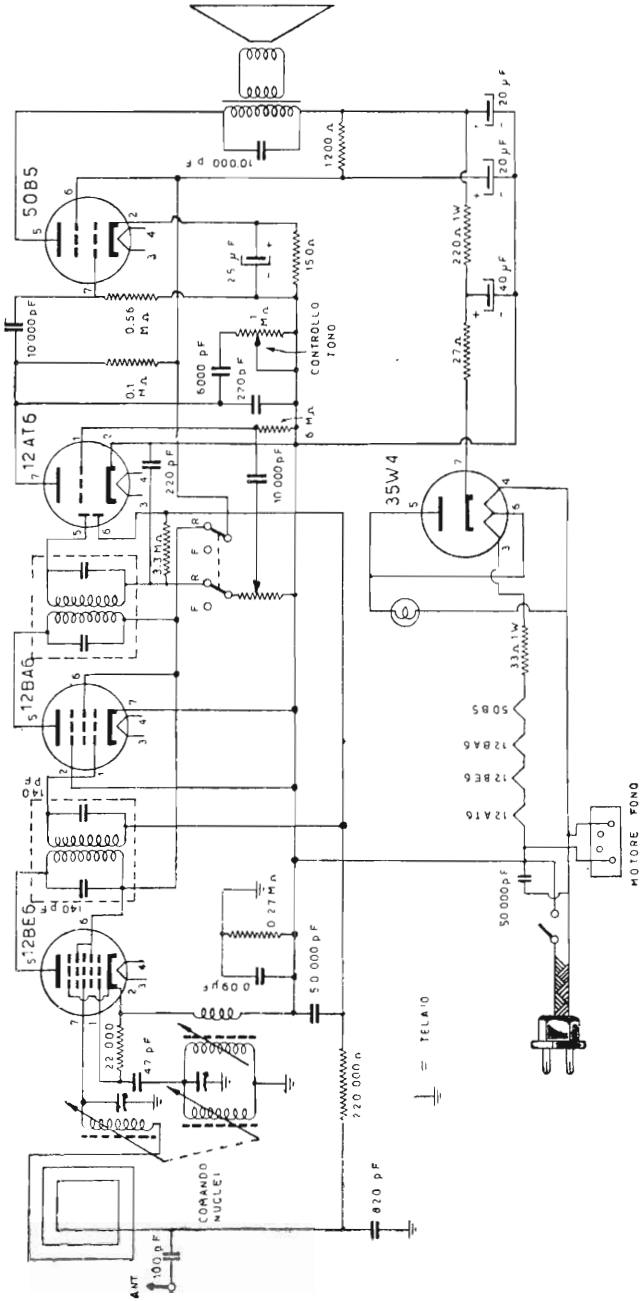


Fig. 12.4. - Le supereterodine ad induttore variabile e con telaio di ricezione costituiscono eccezioni.

AR48 con valvole tipo americano e induttore variabile.

L'induttore variabile si presta bene per gli apparecchi AR48, con la sola gamma onde medie, dato che ne semplifica la costruzione e ne diminuisce il costo di produzione. Lo schema di uno di questi apparecchi (*Unda Radio* AR/48 e 51/1) è riportato dalla fig. 12.5.

Il gruppo AF di questo apparecchio comprende i due avvolgimenti a nucleo fm variabile ed i relativi condensatori fissi di accordo. Vi è un solo compensatore, per la messa in scala verso l'estremo a frequenza alta. L'accoppiamento con l'antenna è capacitivo. I catodi delle quattro valvole sono a massa; le tensioni negative di polarizzazione sono ricavate da una resistenza di 35 ÷ 110 ohm, in serie al ritorno -AT, ossia tra un capo dell'avvolgimento dell'autotrasformatore e massa.

La fig. 12.6 illustra l'aspetto di un apparecchio AR 48 con induttore variabile (*Nova Radio*). Il gruppo AF è posto sotto il telaio.

Piccola supereterodina ad induttore variabile con valvole europee. (Siemens AR48).

Lo schema è riportato dalla fig. 12.7, e l'aspetto dell'apparecchio dalla fig. 12.1. Le cinque valvole sono rimlock a 0,1 A d'accensione, quindi con filamenti in serie. La tensione d'accensione richiesta è di 114 V circa, ed è ottenuta da una presa dell'autotrasformatore d'alimentazione. Una seconda presa, a 170 V, fornisce la tensione di placca al diodo rettificatore, dal cui catodo è possibile prelevare la tensione rettificatrice di 145 V da applicare alla placca della valvola finale.

Il filtro livellatore è costituito da una capacità d'ingresso di 48 microfarad e di una d'uscita di 16 microfarad. Tra di

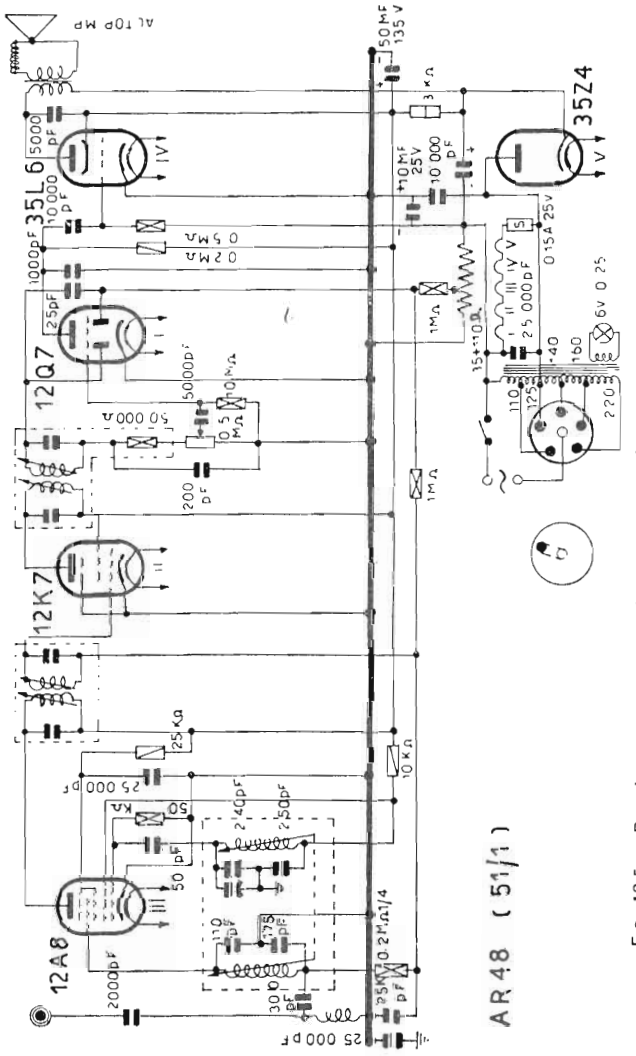


Fig. 12.5. - Piccola supereterodina ad induttore variabile di produzione nazionale (Unda).

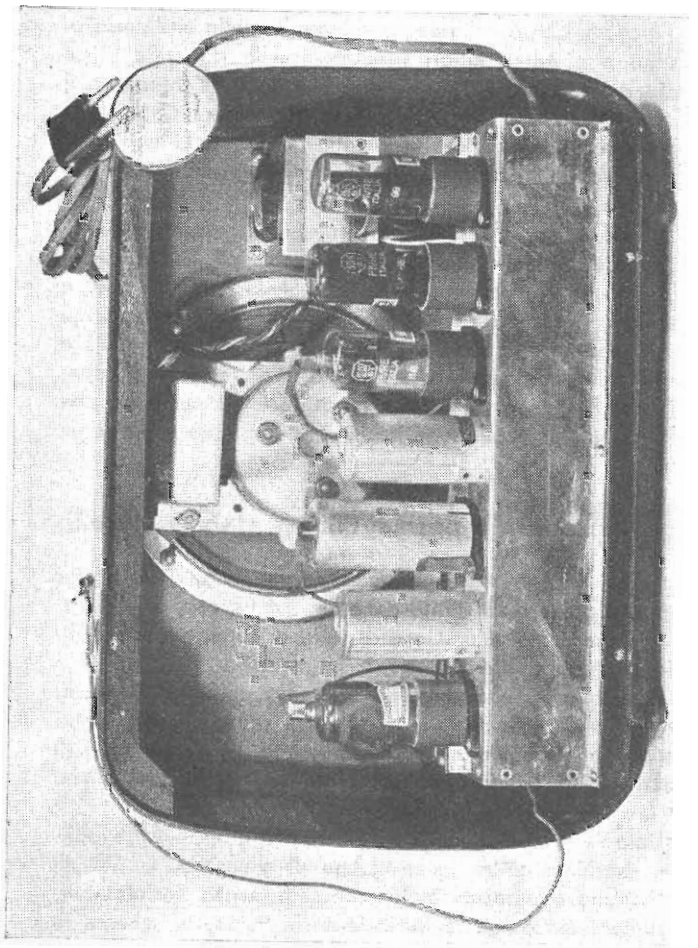


Fig. 12.6 - Esempio tipico di apparecchio a induttore variabile (Nova Radio).

essi vi è la resistenza (50) livellatrice di 2 000 ohm. La tensione disponibile all'uscita del filtro è di 120 volt.

Poichè la gamma di ricezione è quella delle onde medie, vi sono due soli induttori variabili, quello d'entrata (7) e quello d'oscillatore (10). L'accoppiamento tra l'antenna e il circuito d'entrata è capacitivo. Sopra la parte verso massa dell'induttore d'oscillatore è avvolta la bobina d'oscillatore (12). In serie all'induttore d'oscillatore è presente la bobina correttrice (11).

Si può notare che il condensatore di accoppiamento tra l'antenna e il circuito d'entrata è di soli 10 pF. Ciò consente di far funzionare l'apparecchio con qualsiasi antenna, poichè qualunque possa essere la capacità d'antenna essa non può influire che assai poco sulla capacità di accoppiamento e quindi sull'allineamento del circuito d'entrata. Con capacità così piccola è però assai modesta la tensione AF che dal circuito d'antenna viene trasferita all'ingresso della prima valvola.

Supereterodine a permeabilità variabile Marelli.

Con il *gruppo AF a permeabilità variabile*, detto anche *gruppo a poliferri*, illustrato dalla fig. 5.4 (v. cap. 5°) la Marelli ha realizzato alcune grandi serie di supereterodine, divenute assai popolari.

Questo gruppo è del tipo a quattro induttori variabili, due per la gamma onde medie, che è sempre unita, e altri due per la gamma onde corte-cortissime. In alcune serie di apparecchi, la coppia induttori a poliferri è utilizzata anche per la gamma onde lunghe.

Date le piccole dimensioni di questo gruppo AF a poliferri, racchiuso entro incastellatura di alluminio, la Marelli ha costruito apparecchi molto compatti, senza trasformatore di alimentazione, come le varie serie 9U65, v. schema in fig. 8.6 (cap. 8°), ed ha pure costruito apparecchi di dimensioni normali con autotrasformatore, come le serie 9A75,

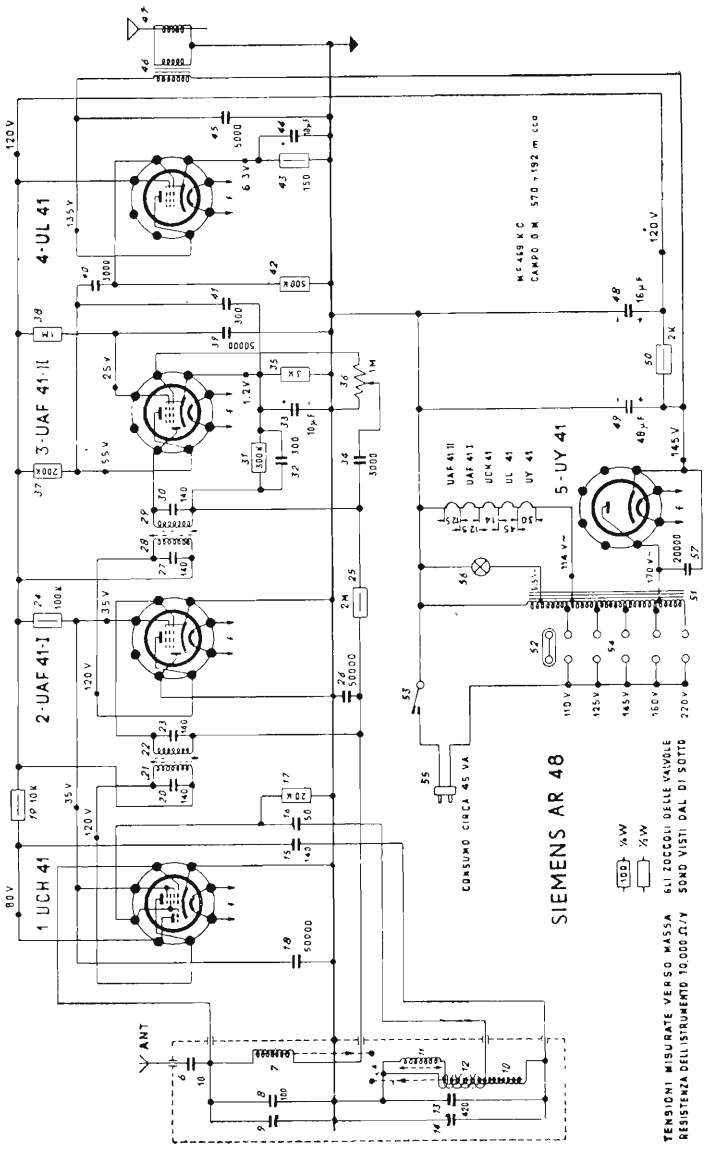


Fig. 12.7. - Schema della supereterodina ad induttore variabile Siemens AR48.

10A15 e 10A151, e con trasformatore di alimentazione, come le serie 9A85 e 9F95.

Anche in questo gruppo l'accoppiamento tra l'antenna ed il circuito d'entrata è capacitivo, perciò in serie all'induttore d'entrata è presente un condensatore a mica che è di 1 000 pF in tutte le serie, ad eccezione del mod. 9U65 F, nel quale è di 630 pF.

Questo condensatore che fa parte del circuito accordato di entrata è in serie con altro condensatore a mica di 1 000 pF; insieme i due condensatori formano il *partitore d'aereo*, collegato al circuito d'antenna, comprendente un terzo condensatore di 1 000 pF con in serie una bobina d'antenna, isolata elettrostaticamente da quella d'entrata. In tal modo notevoli variazioni della capacità d'antenna determinano solo modeste variazioni della capacità di accordo e quindi trascurabili spostamenti dalla frequenza di allineamento. Si ottiene pure un elevato rapporto immagine.

Nella gamma OM l'induttore d'entrata ha in serie una induttanza regolabile per l'allineamento verso l'estremo alto della gamma, ed ha in parallelo un compensatore per l'allineamento verso l'estremo basso della stessa. Ciò non è normale, ma in pratica i risultati sono migliori di quelli ottenibili regolando l'induttanza all'estremo basso e il compensatore a quello alto.

L'eventuale gamma onde lunghe è ottenuta con la semplice aggiunta di un condensatore fisso di 2 100 pF in parallelo all'induttore OM, e di un altro di 135 pF in parallelo all'induttore d'oscillatore OM. Nella serie 9U65, ad onde lunghe, la gamma OM va da 514 a 1 570 chilocicli, mentre quella OL va da 145 a 310 chilocicli.

Il passaggio dalla gamma onde corte, da 5,5 a 9,7 megacicli, alla gamma onde cortissime, da 9,4 a 16,7 megacicli, è ottenuto variando le cacacità di accordo in parallelo agli induttori, nonchè, per il circuito d'entrata, anche l'induttanza in serie o in parallelo all'induttore variabile.

Supereterodine a variazione differenziale di permeabilità.

In tutti gli apparecchi ad induttori variabili sin qui descritti, la variazione d'induttanza è determinata dalla variazione di permeabilità conseguente alla corsa del nucleo ferromagnetico nell'interno dell'avvolgimento. È però possibile un altro sistema per ottenere la variazione di permeabilità, quello di variare lo spessore del nucleo ferromagnetico. In questo caso non è l'introduzione del nucleo fm che conta, il nucleo fm è sempre presente nell'interno di tutto l'avvolgimento, è invece la variazione dello spessore del nucleo fm che determina la variazione di permeabilità.

Affinchè ciò sia possibile è necessario che l'avvolgimento sia molto corto, di qualche mm, e che il nucleo di fm di lunghezza normale sia a forma conica, sottile all'inizio e grosso alla fine. Il movimento del nucleo fm nell'interno dell'avvolgimento ha allora per conseguenza la variazione dello spessore del nucleo stesso, e quindi la variazione di permeabilità e di induttanza.

S'intende che questo sistema può venir utilizzato solo nella gamma onde corte-cortissime e non mai in quella ad onde medie. Nella gamma onde corte-cortissime offre importanti vantaggi. Infatti, se la gamma stessa viene divisa in tre parti, si può sagomare il nucleo in modo che la variazione di conicità sia minima agli estremi, ossia all'inizio e alla fine della corsa, in corrispondenza all'estremo alto e all'estremo basso di ciascuna delle tre gamme, e che invece tale variazione di conicità sia rapida nella parte centrale del nucleo.

Il risultato è che all'estremo di ciascuna gamma è presente una banda allargata. Se si sceglie ciascuna delle tre gamme in modo che all'inizio e alla fine di ciascuna di esse corrisponda un gruppo di emittenti, ossia una banda di ricezione, si ottiene la ricezione su banda allargata di questi gruppi di emittenti, mentre tra un gruppo e l'altro si ha la solita estensione di gamma.

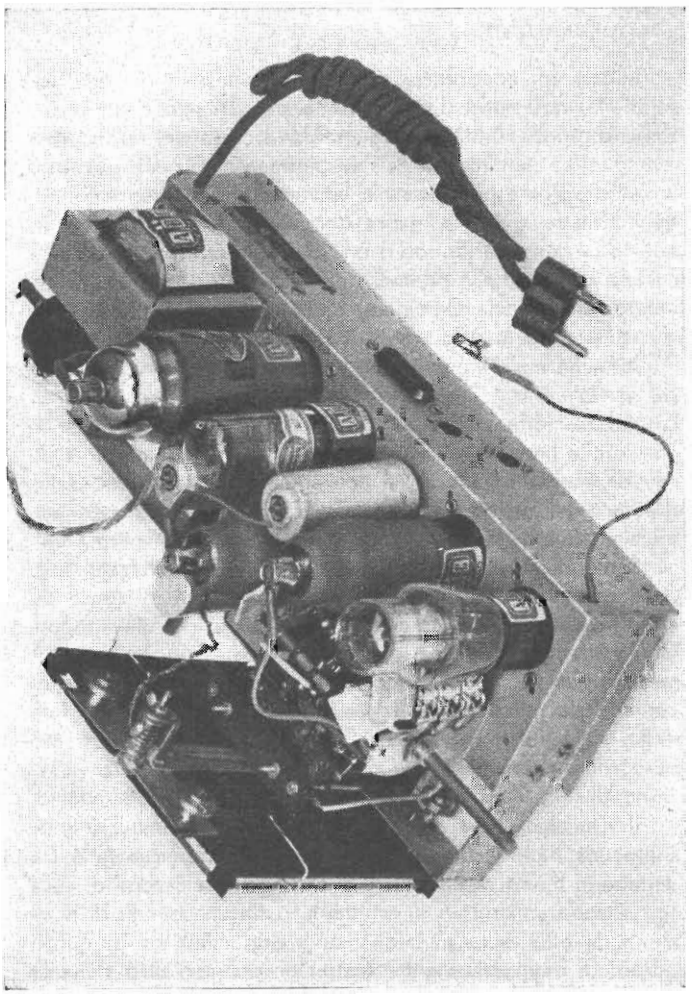


Fig. 12.8. - Supereterodina a cinque valvole, con sintonia a variazione differenziale di permeabilità. (ABC Radio mod. R851).

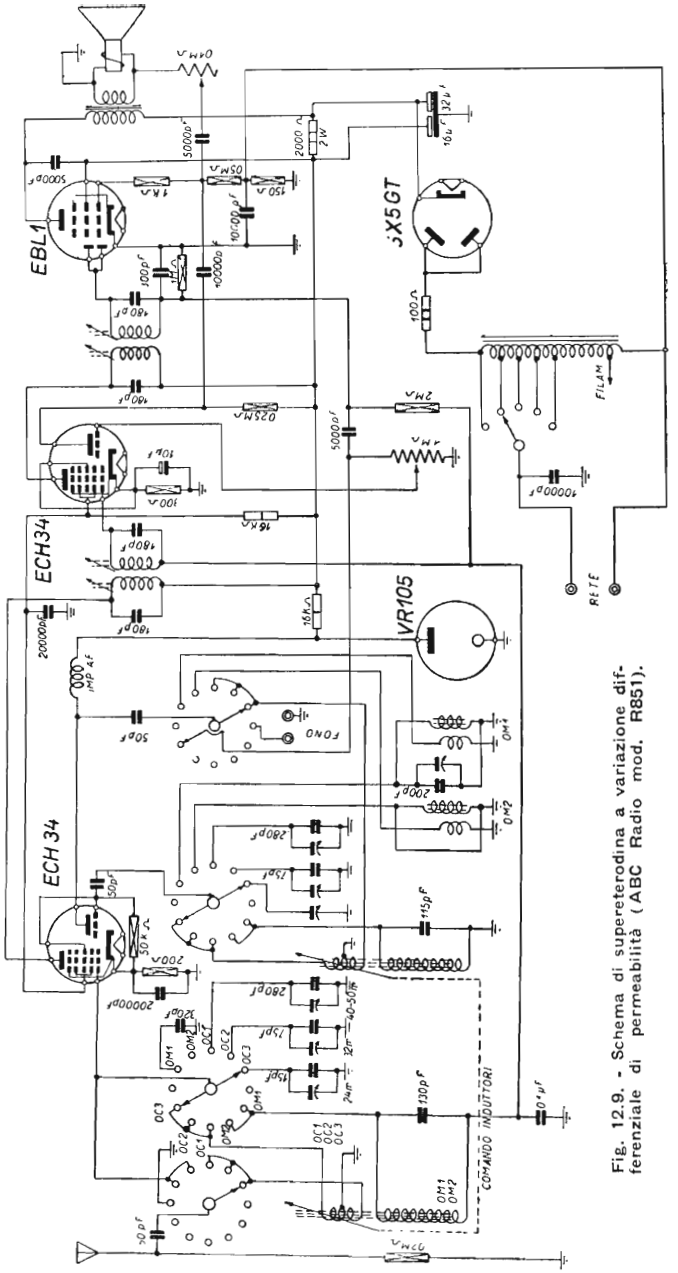


Fig. 12.9. - Schema di supereterodina a variazione differenziale di permeabilità (ABC Radio mod. R851).

Le gamme corte-cortissime possono essere, ad esempio, le tre seguenti: *a*) da 16 a 20 metri; *b*) da 25 a 31 metri; *c*) da 40 a 51 metri. Nel tratto corrispondente alle bande dei 16, 25 e 41 metri corrisponde lo spessore sottile del nucleo fm, nel tratto delle bande dei 19,31 e 50 metri corrisponde invece il tratto grosso. Ma in ambedue questi tratti la variazione di conicità è minima, quindi l'estensione di banda è essa pure minima, e la banda stessa risulta allargata sulla scala parlante.

Poichè l'estensione di ciascuno dei tre gruppi di due bande è circa lo stesso, si può utilizzare un unico induttore variabile a nucleo fm conico, e variare soltanto la capacità di accordo.

Questo sistema è detto *a variazione differenziale di permeabilità*, è brevettato ed è impiegato nei ricevitori ABC-Radio modd. R851, R861, R951 e R961.

La fig. 12.9 riporta lo schema di una *supereterodina a variazione differenziale di permeabilità*. È quello del mod. R851 della ABC-Radio, simile al mod. R951. Va notato un fatto importante: lo stesso nucleo fm conico è utilizzato per la sintonia nelle tre gamme onde corte-cortissime con banda allargata a ciascun estremo di esse ed è utilizzato pure per la sintonia nella gamma onde medie. Poichè però, data la conicità, la variazione di permeabilità risulterebbe insufficiente con una sola escursione del nucleo fm nell'induttore, la gamma onde medie è divisa in due parti, in tal modo la variazione di permeabilità, nonostante la conicità del nucleo fm, è sufficiente.

Nelle due gamme onde medie, la conicità del nucleo fm determina una variazione d'induttanza circa quadratica per cui la variazione d'induttanza non è lungi dall'essere lineare.

I due avvolgimenti d'entrata, quello per le tre gamme onde corte e quello per le due gamme onde medie, sono posti uno di seguito all'altro. Il nucleo fm passa da un avvolgimento all'altro. La commutazione da OM1 a OM2 è ottenuta con l'aggiunta di un condensatore di 320 pF nel

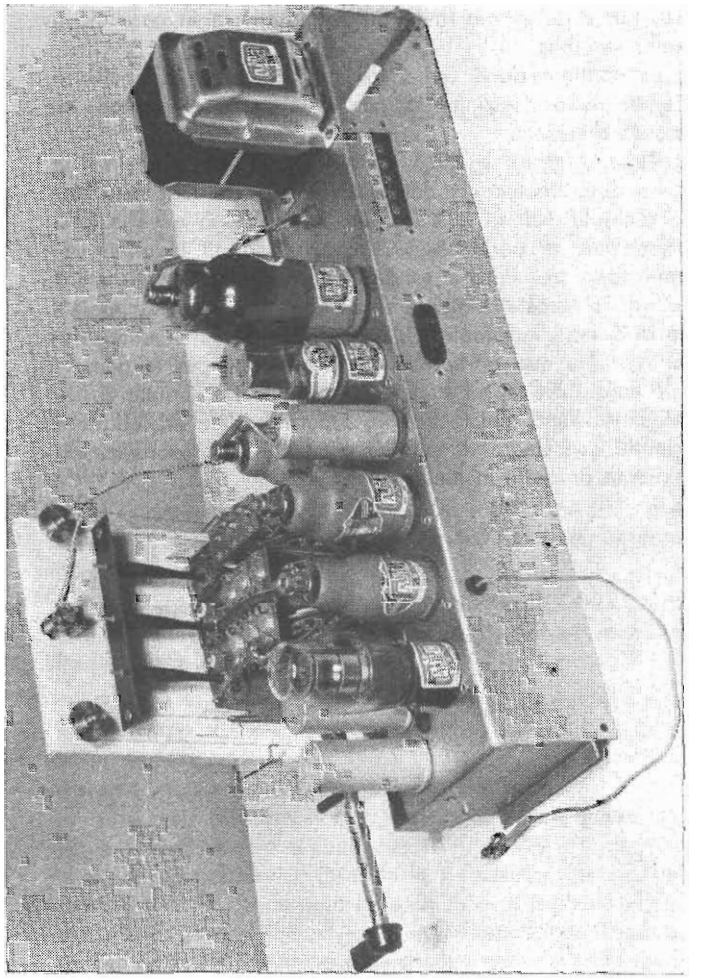


Fig. 12.10. - Esempio di ricevitore a induttore variabile triplo, provvisto di amplificazione AF (ABC Radio mod. R861).

circuito d'entrata, e con altro di 200 pF in quello d'oscillatore. Per quest'ultimo muta pure l'induttanza in parallelo a quella variabile.

La commutazione delle tre gamme corte-cortissime è ottenuta nello stesso modo, con inserimento di capacità di accordo diverse.

I modd. R861 e R961 della ABC-Radio sono simili a quello descritto, con la differenza che possiedono uno stadio d'amplificazione alta frequenza, anch'esso a variazione differenziale di permeabilità. In tal modo gli induttori variabili sono tre. Poichè sono affiancati, ciascuno di essi è separato elettrostaticamente dagli altri, con schermo metallico di 3 cm di diametro. L'accoppiamento con l'antenna e quello tra le due prime valvole è induttivo per la gamma onde medie divisa, ed è capacitivo per le tre gamme corte-cortissime. Sono queste le sole supereterodine ad induttore variabile con stadio di amplificazione in alta frequenza attualmente prodotte in Italia.

CAPITOLO TREDICESIMO

IL CAMBIO D'ONDA NELLE MODERNE SUPERETERODINE

Distinzione.

Il cambio d'onda può venir realizzato in numerosi modi diversi, i quali dipendono dalla categoria e dal tipo dell'apparecchio radio. Dal punto di vista del cambio d'onda, gli apparecchi radio attuali si distinguono in due grandi categorie:

a) apparecchi a GAMMA ONDE MEDIE INTERA, provvisti di condensatore variabile di capacità elevata, intorno ai 480 pF.

b) apparecchi a GAMMA ONDE MEDIE DIVISA, provvisti di condensatore variabile di capacità minore, compresa tra i 120 e i 260 pF.

Ciascun tipo di cambio d'onda costituisce una delle possibili soluzioni del problema di diminuire la difficoltà di sintonia nella gamma onde corte, difficoltà che è maggiormente accentuata nella gamma onde cortissime.

L'esempio più semplice di cambio d'onda è quello in cui le gamme di ricezione sono due sole, quella a onda media e quella a onda corta. Essendo in tal caso la gamma onde media intera, il condensatore variabile è di capacità elevata, appunto intorno ai 480 pF, e ad esso corrisponde il rapporto di frequenza di 3,1, bene adatto nella gamma onde medie, ma eccessivo per la gamma onde corte.

Se, infatti, la gamma onde corte ha inizio a 50 metri, pari a 6 megacicli, essa ha fine a 6 × 3,1 = 18,6 megacicli. Ciò significa che quando il variabile è nella posizione di capacità minima, l'indice della scala parlante è a 6 megacicli, e quando è nella posizione capacità massima, l'indice è a 18,6 megacicli. Ad un solo spostamento dell'indice da un estremo all'altro della scala corrisponde una estesissima gamma di ricezione, quella di 18,6 — 6 = 12,6 megacicli, circa 12 volte più estesa della gamma onde medie. I trattini indicatori delle varie emittenti onde corte risultano appena visibili, per cui conviene non segnarli affatto, sostituendoli con trattini indicatori per interi gruppi di emittenti, in corrispondenza alle varie bande di ricezione.

Apparecchi di questo tipo, con gamma onde medie intera e una gamma onde corte estesa 12,6 megacicli si costruivano un tempo, ora non più. Poichè non è evidentemente possibile allungare la scala parlante della gamma onde corte in modo da essere 12 volte più lunga della scala parlante onde medie, dato che si tratta di una sola scala parlante divisa in due parti, si sono adottati vari espedienti per diminuire l'estensione della gamma onde corte, in modo da consentire la ricezione di un minor numero di emittenti OC più facilmente rintracciabili, oppure di dividere l'intera estensione di gamma in un certo numero di gamme parziali.

Il cambio d'onda negli apparecchi a gamma OM intera.

Negli attuali apparecchi a gamma onde medie intera, il condensatore variabile può essere:

a) a sezioni intere;

b) a sezioni divise.

Se il condensatore è del tipo a sezioni intere, ossia se viene utilizzata l'intera sua capacità anche nella gamma onde corte, per diminuire l'estensione di tale gamma si ricorre ad

un mezzo assai semplice, quello di collocare in serie al variabile un condensatore fisso. La fig. 13.1 illustra il circuito accordato d'entrata di un ricevitore con condensatore variabile a sezioni intere. L'apparecchio è ad una gamma onde medie e ad una gamma onde corte.

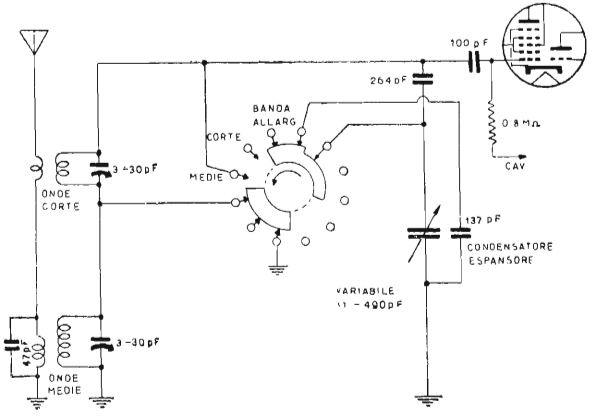


Fig. 13.1 - Nella gamma onde corte, in serie al condensatore variabile vi è un condensatore fisso di 264 pF, onde ridurne la capacità (Philips).

Nella posizione onde corte, in serie al variabile è presente un condensatore fisso di 264 pF, e in tal modo la capacità del variabile risulta ridotta a circa una quarta parte, come necessario per consentire una sufficiente facilità di sintonia.

L'apparecchio è pure provvisto di una *banda allargata*. Quando il cambio d'onda è nella posizione « banda allargata », il condensatore variabile oltre ad avere il condensatore fisso di 264 pF in serie ne ha un secondo, di 137 pF, in parallelo. Anche in questo modo risulta diminuita la variazione di capacità, come detto nel capitolo terzo a proposito del condensatore di fondo. Per effetto di questa ulteriore

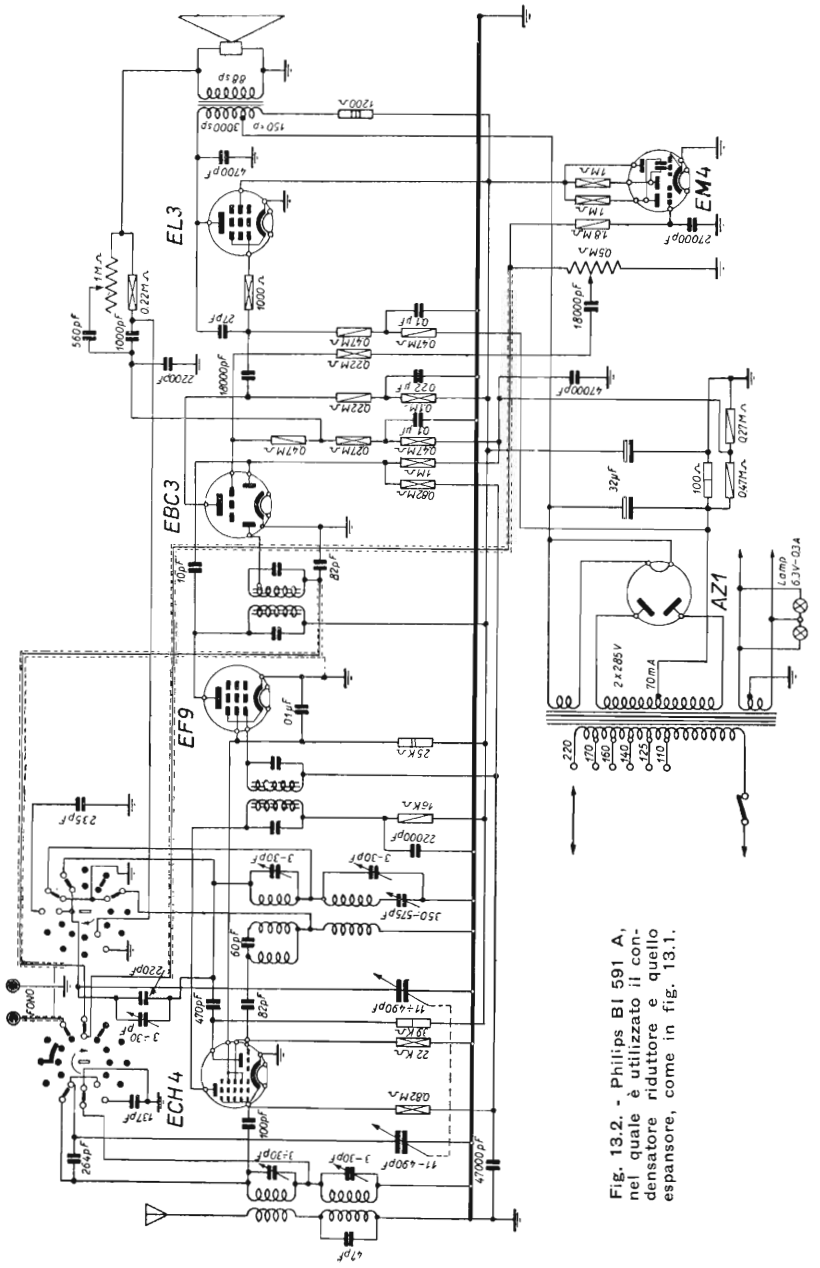


Fig. 13.2. - Philips BI 591 A, nel quale è utilizzato il condensatore riduttore e quello espansore, come in fig. 13.1.

riduzione di capacità, l'estensione della gamma onde corte risulta ancora più raccorciata, in corrispondenza al tratto 25-30 metri, che risulta allargato su tutta la scala parlante.

Questo tipo di cambio d'onda è utilizzato in quasi tutti gli *apparecchi Philips*.

È evidente che se invece di un condensatore fisso in serie di 264 pF fosse stato posto uno di capacità minore, per es. di 50 pF, la riduzione di capacità del variabile sarebbe stata molto più forte, e quindi l'estensione di gamma assai più ridotta. In tal caso però sarebbero state necessarie più gamme di ricezione onde corte, e l'apparecchio sarebbe risultato più complesso. Questo sistema è ampiamente utilizzato in quasi tutti gli apparecchi di media e di grande potenza con gamma onde medie intera.

Il cambio d'onda negli apparecchi a gamma OM divisa.

Negli apparecchi a gamma OM divisa la capacità del condensatore variabile è già piccola, non occorre diminuirla, quindi praticamente non esiste alcun problema per raccorciare l'estensione della gamma onde corte. Sono però necessarie più gamme onde corte, come del resto avviene in tutti gli apparecchi. La fig. 13.3 illustra un esempio di circuito accordato con due gamme onde medie (OM1 e OM2) e due gamme onde corte (OC1 e OC2). Non è presente nessun condensatore fisso, nè in serie nè in parallelo, dato che la capacità del variabile è di 140 pF, mentre nell'esempio di fig. 13.1 era di 490 pF.

Questo tipo di cambio d'onda è utilizzato già da molti anni negli *apparecchi Magnadyne*.

Quando si tratta di piccole supereterodine, la gamma onde medie divisa è molto opportuna, essendo possibile utilizzare un condensatore variabile di capacità molto più piccola, e quindi di dimensioni minori, essa però presenta l'inconveniente di rendere necessarie quattro bobine, e quindi

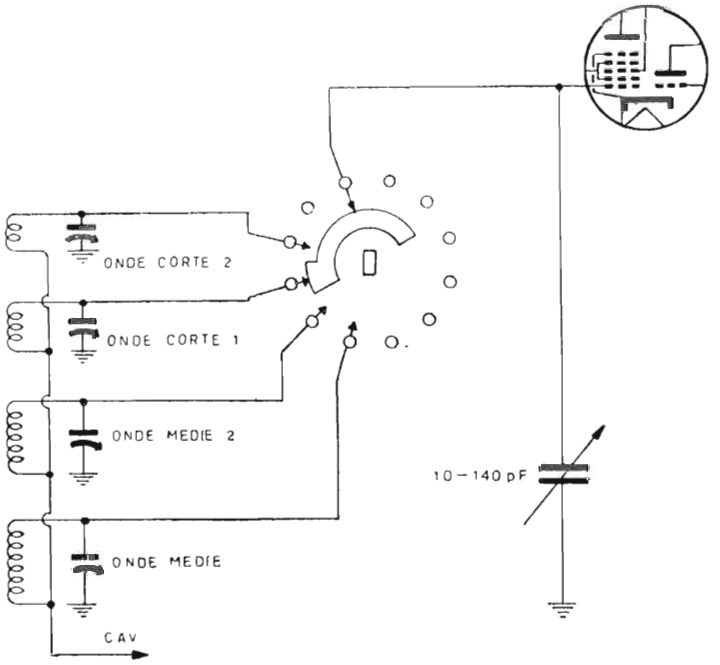


Fig. 13.3. - Cambio-gamma con gamma OM divisa. Non è necessario il condensatore riduttore (Magnadyne).

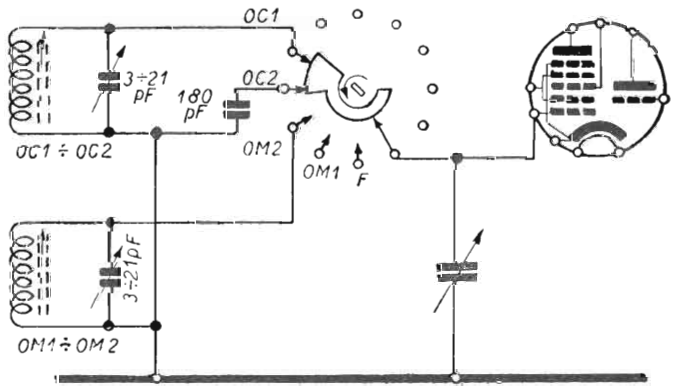


Fig. 13.4. - Cambio-gamma con aumento della capacità zero dei circuiti accordati (Phonola).

di aumentare le dimensioni del gruppo AF, sicchè la riduzione d'ingombro del variabile è neutralizzata dal maggior ingombro delle bobine.

Un espediente consente di evitare questo inconveniente, e di adoperare un condensatore di piccola capacità, con una

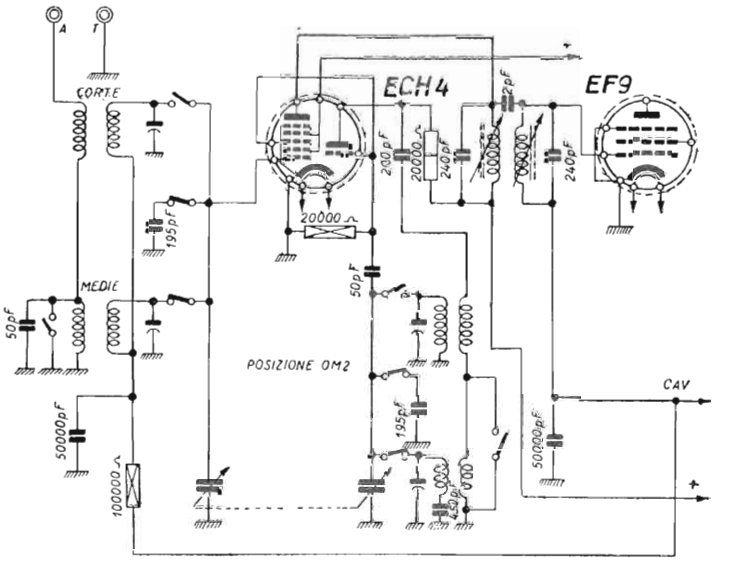


Fig. 13.5. - Circuiti di accordo di piccole supereterodine a gamme spostate, utilizzanti il principio di fig. 13.4. (Phonola).

sola bobina per OM e un'altra per OC per ciascuno dei due circuiti accordati. L'espediente è quello indicato dalla figura 13.4, la quale si riferisce al solo circuito accordato di entrata.

Il passaggio dalla gamma OM1 alla gamma OM2 è ottenuto con l'aggiunta in parallelo al variabile di un condensatore fisso di 180 pF; il passaggio da OC1 a OC2 si verifica

nello stesso modo, con l'aggiunta dello stesso condensatore di 180 pF.

Questo sistema di *cambio d'onda con condensatore di fondo* presenta l'inconveniente che le gamme ottenute con l'aggiunta del condensatore fisso sono poco estese, appena la quinta parte, in media, dell'intera gamma di ricezione. Quattro parti sono esplorate senza il condensatore di fondo e una parte, oltre l'estremo a frequenza più bassa, con l'aggiunta del condensatore di fondo.

Inoltre questo cambio d'onda presenta l'inconveniente di richiedere un condensatore variabile di capacità maggiore di quello che è sufficiente quando le bobine sono due, dato appunto che con esso è necessario esplorare una maggior estensione di gamma nelle posizioni OM1 e OC1. Tale capacità è generalmente di 220 pF al posto di quella di 140 pF.

Questo tipo di cambio d'onda è stato utilizzato per la prima volta negli *apparecchi Phonola* di piccole dimensioni.

Degli apparecchi ad induttore variabile è detto nel capitolo 5° e 12°. Degli apparecchi con cambio d'onda a bande allargate è detto nel capitolo seguente.

CAPITOLO QUATTORDICESIMO

LE BANDE ALLARGATE DELLE MODERNE SUPERETERODINE

Principio generale.

Nella estesissima gamma delle onde corte e delle cortissime, le varie stazioni radiofoniche sono raggruppate in alcune ristrette bande di frequenza, in corrispondenza a 49, 41, 39, 31, 25, 19, 16 e 13 metri. Mentre un tempo, anteguerra, era nell'uso presentare apparecchi con numerosissime gamme d'onde corte e cortissime, anche a costo di renderle del tutto inutili poichè sprovviste di qualsiasi emittente radiofonica, attualmente vi è invece la tendenza di presentare sull'intera scala parlante le sole bande di ricezione corrispondenti alle emittenti OC. In tal modo l'estensione di gamma, ossia di banda, risulta ridottissima, intorno ai 500 chilocicli, e la ricerca delle emittenti molto facile. Inoltre è possibile segnare sulla scala parlante la posizione delle varie emittenti OC con notevole precisione, con un trattino di sufficiente lunghezza per ciascuna di esse.

Le bande di ricezione, che costituiscono una piccola parte della gamma onde corte o di quelle ad onde cortissime, sono dette *bande allargate*, o *bande dilatate* o anche *bande espanse*. Questi termini sono sinonimi.

Come detto nel capitolo precedente, è assai semplice allargare un tratto qualsiasi della gamma onde corte-cortissime su tutta la scala parlante, basta un condensatore fisso in serie al condensatore variabile. L'allargamento di banda di-

pende dalla capacità di tale condensatore; più piccola è la capacità minore è l'estensione di banda, essendo minore la variazione di capacità, e quindi maggiore è l'allargamento della banda stessa sulla scala parlante.

Affinchè l'allargamento avvenga nel punto esatto richiesto della gamma, viene inserita una bobina d'induttanza adeguata, oppure un secondo condensatore fisso viene posto in parallelo al variabile. Bobina o condensatore determinano la posizione in cui viene a cadere la banda allargata.

L'allargamento di piccoli tratti di ciascuna gamma può essere ottenuto anche in altri modi, di cui sarà detto.

Bande allargate con circuiti accordati indipendenti. (Phonola modd. 589, 722 e 723).

Il sistema migliore per ottenere la ricezione su bande allargate è indubbiamente quello di adoperare a tale scopo circuiti accordati indipendenti, escludendo il solito condensatore variabile e inserendo un altro, di minore variazione di capacità, al suo posto. Risultano in tal modo necessari due gruppi AF, uno per le gamme di ricezione, e l'altro per le bande allargate di ricezione. Sono pure necessarie due diverse scale parlanti, poichè vi sono due indici.

Il principio generale di questo sistema è quello indicato dalla fig. 14.1. Esso è utilizzato nei ricevitori Phonola, modelli 589, 722 e 723.

Nell'esempio di fig. 14.1 le gamme di ricezione sono quattro, lunghe, medie, corte e cortissime, e le bande allargate sono cinque, a 49, 31, 25, 19 e 16 metri. La sintonia nelle quattro gamme è ottenuta con un condensatore variabile a tre sezioni divise. Le sezioni sono tre poichè vi è uno stadio d'amplificazione AF, per il quale è utilizzata la parte eptodo di una delle due ECH4. (La parte triodo serve per l'amplificazione BF).

Alla sintonia nelle cinque bande allargate provvede un condensatore variabile di capacità massima assai ridotta, in-

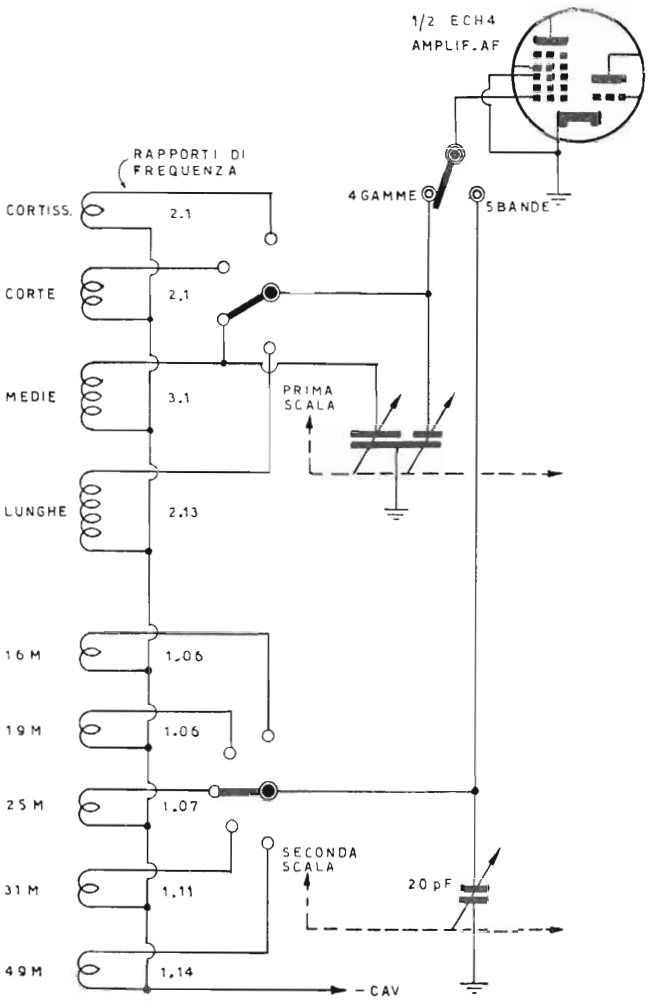


Fig. 14.1. - Bande allargate con circuiti accordati indipendenti. Vi sono due gruppi AF. (V. figg. 14.2 e 14.3).

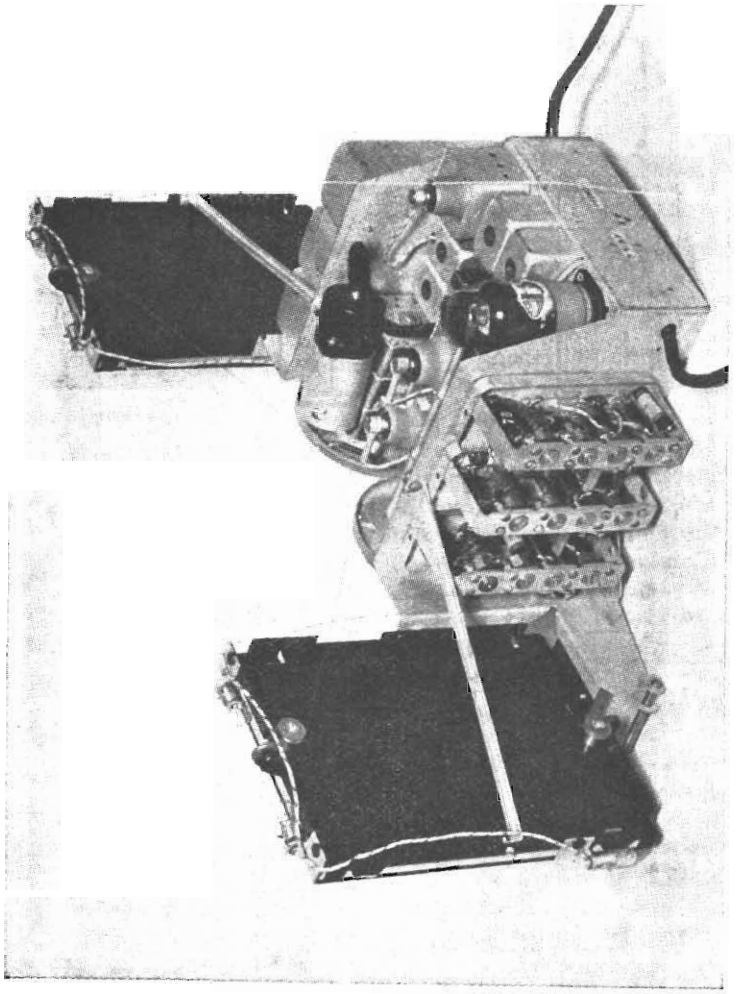


Fig. 14.2. - Gruppo alta e media frequenza, con le sole quattro gamme d'onda, di cui la fig. 14.1 (Phonola modd. 589, 722 e 723).

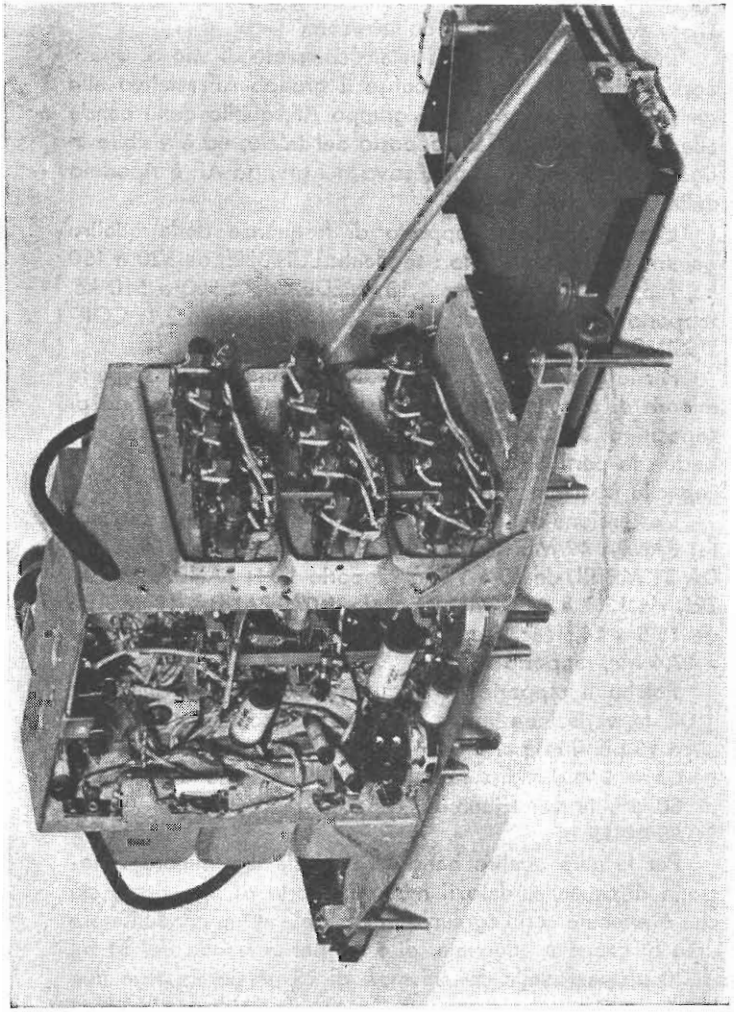


Fig. 14.3. - Gruppo alta frequenza relativo alle sole cinque bande allargate, con condensatore variabile separato, di cui la fig. 14.1 (Phonola modd. 589, 722 e 723).

torno ai 20 pF. Il passaggio da una forma all'altra di ricezione avviene a mezzo di un inversore.

In fig. 14.2 è visibile il telaio completo di uno di questi apparecchi, del quale si scorge il gruppo AF relativo alle gamme di ricezione. L'altro gruppo AF, quello delle bande allargate, si trova al lato opposto del telaio, ed è visibile in fig. 14.3. Lo schema complessivo del gruppo AF è riportato dalla fig. 14.4.

L'estensione e il rapporto di frequenza delle quattro gamme di ricezione sono i seguenti: LUNGHE, da 320 a 150 kc, rapporto di frequenza 2,13; MEDIE, da 1 580 a 510 kc, rapporto 3,1; CORTE, da 11,5 a 5,5 Mc, rapporto 2,1; CORTISSIME, da 23 a 11 Mc, rapporto 2,1.

Per le gamme lunghe, corte e cortissime è usata la parte minore di ciascuna sezione del variabile, il cui rapporto di capacità di 3,53. Per la gamma onde medie sono usate ambedue le parti di ciascuna sezione, e in tale il rapporto di capacità è quello richiesto di 8,6.

L'estensione delle cinque bande di ricezione è la seguente: BANDA 49 METRI, da 6,5 a 5,7 Mc, rapporto 1,14; BANDA 31 METRI, da 10 a 9 Mc, rapporto 1,11; BANDA 25 METRI, da 12,3 a 11,5 Mc, rapporto 1,07; BANDA 19 METRI, da 15,5 a 14,5 Mc, rapporto 1,06; Banda 16 METRI, da 18,4 a 17,4 Mc, rapporto 1,06.

Poichè il rapporto di frequenza maggiore è quello di 1,14, la variazione totale di capacità necessaria risulta di circa 15 pF. Il rapporto di capacità è, infatti, di $1{,}14^2 - 1 = 1{,}3 - 1 = 0{,}3$. Essendo la capacità residua del circuito di 50 pF, la variazione di capacità richiesta è di $0{,}3 \times 50 = 15$ pF.

Per le altre quattro bande è richiesta una minore variazione di capacità, dato il minor rapporto di frequenza, ciò che è ottenuto con l'aggiunta in parallelo di un condensatore fisso di capacità adeguata, di 5 pF per la banda dei 31 m, di 20 pF per quella dei 25 m, e di 25 pF per le altre due bande, di 19 e di 16 m.

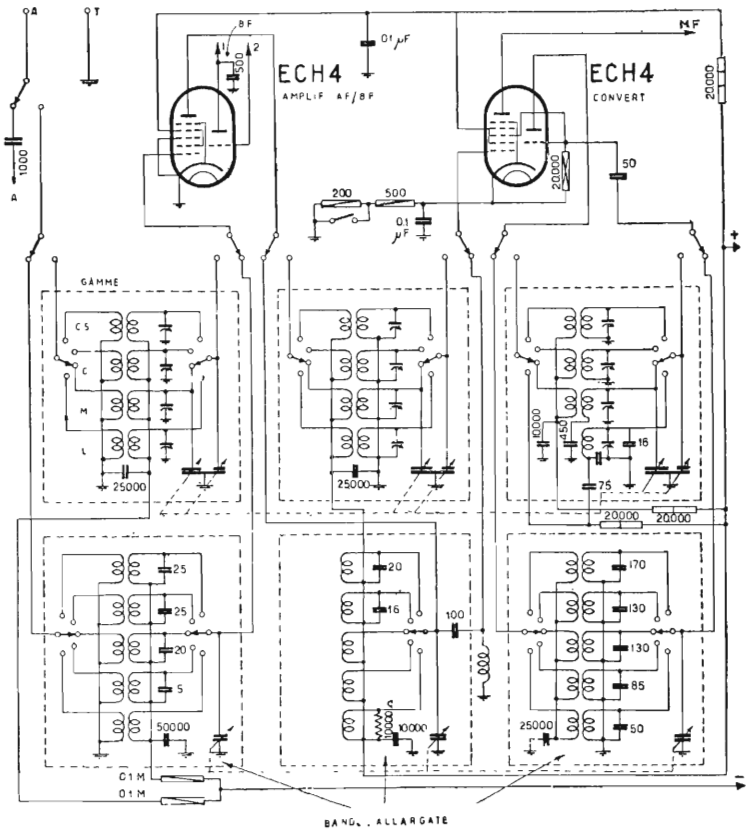


Fig. 14.4. - Schema complessivo dei due gruppi AF, uno per le gamme (in alto), uno per bande (in basso).

Bande allargate OC con condensatore variabile a sezioni divise.

Anzichè adoperare due condensatori variabili distinti uno per le gamme e l'altro per le bande di ricezione, come nel-

l'esempio di fig. 14.1, è evidentemente possibile adoperare un condensatore variabile unico, con le sezioni divise in due parti, una delle quali di capacità ridottissima, costituita da una sola lamina mobile. È ciò che vien fatto normalmente negli apparecchi a più gamme d'onda, con la differenza che mentre in questi apparecchi la parte minore di ciascuna sezione è di 70, 80, 100, 120 pF, negli apparecchi a bande allargate essa è di 15 o 20 pF soltanto.

Con questo sistema gli apparecchi a bande allargate non differiscono da quelli a più gamme d'onda; possiedono soltanto un maggiore numero di bobine e di posizioni del commutatore. Non si tratta infatti che di gamme di ricezione di estensione assai ridotta. La fig. 14.5 indica un esempio; vi è una gamma onde medie e vi sono sei bande onde corte.

Il trattino indicatore di ciascuna emittente onda corta è tanto più lungo quanto più ristretta è l'estensione di banda, ossia quanto più piccola è la variazione di capacità; poichè però bastano minime variazioni della capacità aggiuntiva per determinare forti spostamenti della posizione di ciascuna emittente sulla scala, nei piccoli apparecchi non è opportuno ridurre la variazione di capacità oltre un certo limite, dato il pericolo che le emittenti vadano « fuori scala ». Ciò è possibile soltanto in apparecchi riceventi di elevata precisione, quindi di alto costo.

In pratica può avvenire che la minima variazione di capacità possibile, quella con una sola lamina mobile, sia eccessiva, per es. di 40 pF, e che non convenga costruire appositamente il variabile, con una lamina distanziata. In questo caso si ricorre al solito sistema di aumentare la capacità residua in modo da ottenere la desiderata diminuizione della variazione di capacità.

Nel caso che la capacità massima ottenibile con una lamina sia di 40 pF, come detto, e la minima sia di 2 pF, la variazione di capacità risulta di 38 pF. Supponendo che la capacità residua sia quella normale di 50 pF, il corrispondente rapporto di capacità è di 38 : 50 = 0,76, al quale

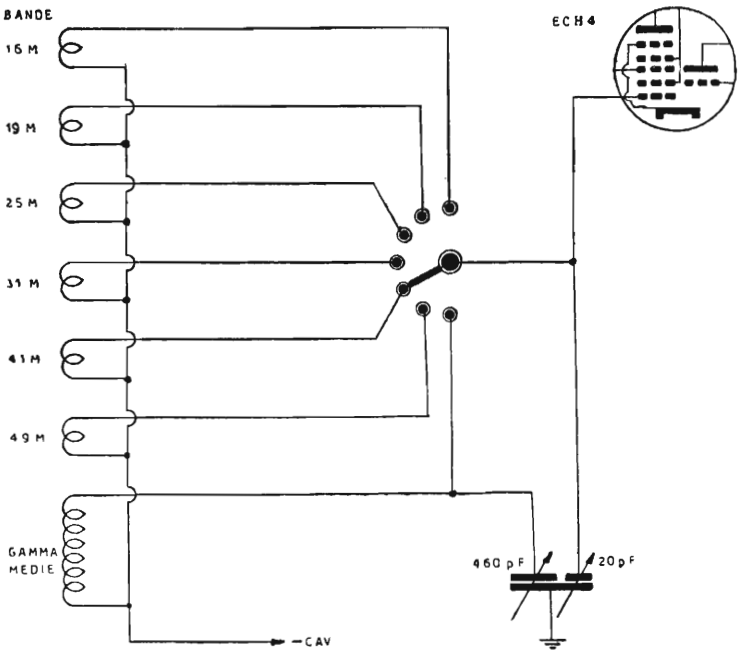


Fig. 14.5. - Una gamma onde medie e sei bande allargate onde corte.

corrisponde il rapporto di frequenza di 1,32. Per le bande di ricezione è necessario però che il rapporto di frequenza sia minore, per esempio quello di 1,17, al quale corrisponde il rapporto di capacità di $(1{,}17^2 - 1) = 0{,}37$.

Affinchè il rapporto di capacità risulti di 0,37 *con la variazione di capacità di 38 pF*, la capacità residua deve venir aumentata ed essere di 38 : 0,37 = 102 pF anzichè di 50 pF. La capacità residua va aumentata da 50 a 102 pF con un condensatore fisso di 52 pF, in parallelo. S'intende che con questa disposizione l'efficienza è minore, in quanto risulta peggiore il rapporto L/C; costituisce però un espediente ne-

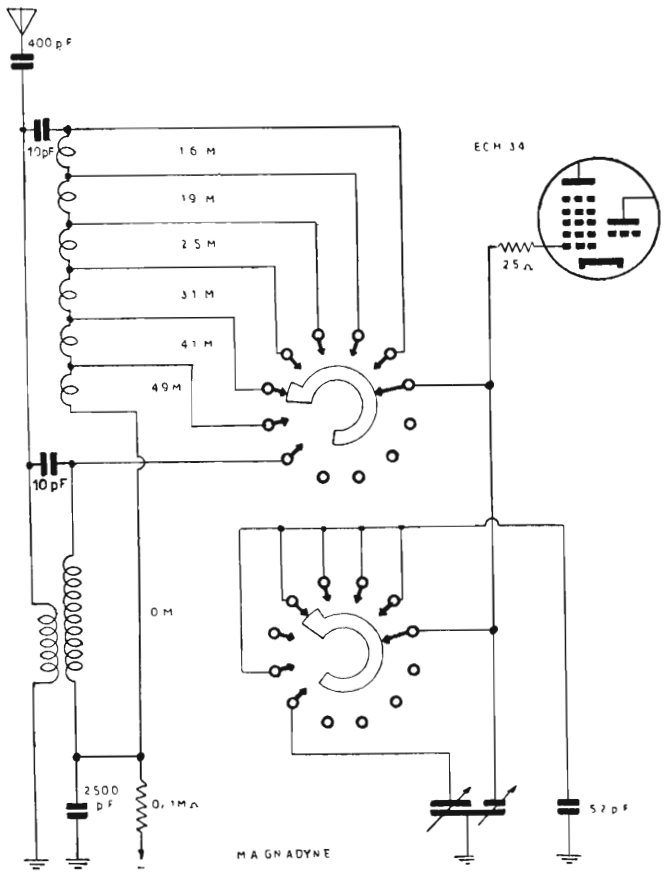


Fig. 14.6. - Le sei bande allargate sono ottenute con sei bobine in serie e la sezione minore del variabile.

cessario, quando non è possibile fare altrimenti, specie in ordine a considerazioni economiche.

Questo principio è utilizzato in alcuni *apparecchi Magnadyne*, tra i quali i modd. SV85 e SV87, ed è riportato dalla fig. 14.6. Le bobine relative alle bande allargate OC sono sei, collegate in serie, ciò che costituisce una particolarità di questi apparecchi. Una sezione del commutatore di gamma provvede all'inserzione delle varie bobine, mentre una seconda sezione è utilizzata per il solo condensatore di fondo di 52 pF. Questa seconda sezione del commutatore di gamma non sarebbe necessaria, e quindi tutta la disposizione circuitale riuscirebbe più semplice, se fosse possibile collegare il condensatore di fondo in parallelo anche all'intera capacità del variabile, nella posizione onde medie. Ciò però non è possibile, poichè se il condensatore di fondo venisse inserito anche nella posizione OM, sarebbe necessario aumentare la capacità massima del variabile per compensare il diminuito rapporto di capacità e la conseguente diminuita estensione dalla gamma di ricezione.

Gamme allargate e spostate. (Phonola modd. 595-5503).

Le solite sei gamma allargate OC si possono ottenere anche con tre sole bobine, anzichè con sei, e ciò utilizzando il principio dello spostamento di ciascuna delle tre bande, mediante un secondo condensatore di fondo in parallelo, come indica la fig. 14.7.

In questo esempio, che si riferisce agli *apparecchi Phonola* mod. 595-5503, il condensatore di fondo normale, per la necessaria riduzione del rapporto di capacità relativo alla parte minore delle sezioni del variabile, è di 40 pF anzichè di 52 pF come nell'esempio precedente. Un secondo condensatore di fondo, pure di 40 pF, consente di ottenere lo spostamento delle tre bande allargate, in modo che in pratica ne risultano sei.

Ciò è possibile dato che tra ciascuna coppia di bande di ricezione vi è uno scarto di frequenza all'incirca eguale; diversamente sarebbero necessari più condensatori fissi al po-

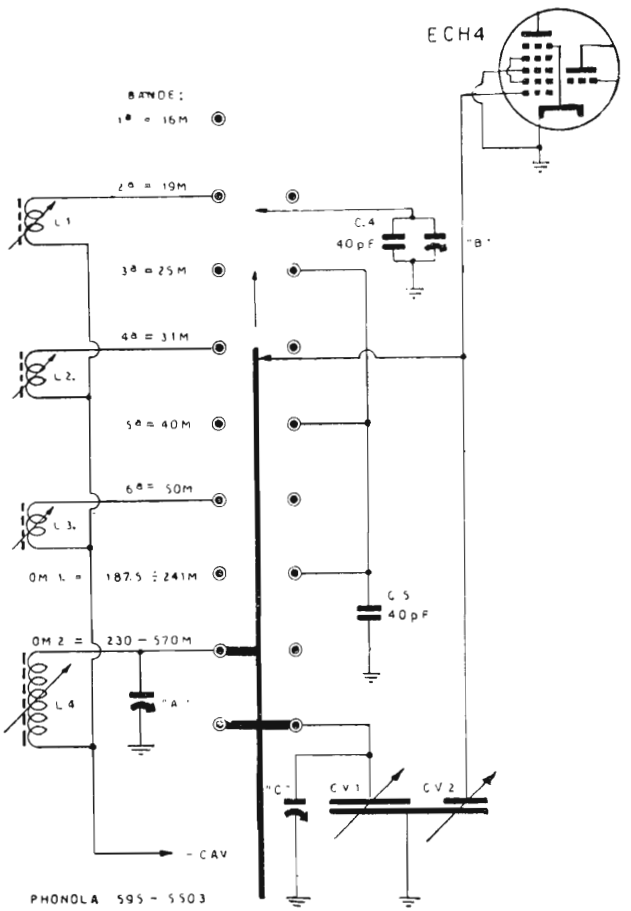


Fig. 14.7. - Gamma onde medie divisa e sei gamme allargate, tre delle quali spostate. Per la divisione della gamma OM, (V. fig. 3.7).

sto di uno solo. Però anche nella disposizione di fig. 14.6 due condensatori diversi, uno di 40 pF e l'altro di 80 pF avrebbero consentito di ordinare meglio i passaggi da una banda all'altra.

La gamma onde medie è divisa in due parti senza che vi siano due bobine; vi sono invece due condensatori variabili, ossia le due parti di ciascuna sezione. Per la gamma OM1, da 1 610 a 1 245 kc, è utilizzata la sola parte minore di ciascuna sezione del variabile, quella usata per le bande allargate. Per la gamma OM2, che va da 1 304 a 526,3 kc, è utilizzata l'intera capacità del variabile.

Poichè la gamma OM1 va da 1 610 a 1 245 kc, essa è una banda allargata piuttosto che una gamma vera e propria; è l'allargamento della parte a frequenza più alta della gamma onde medie, dove le emittenti sono più fitte. Di questa divisione della gamma OM è detto in fondo al capitolo terzo.

Dei due compensatori indicati in fig. 14.7, « A » serve per l'allineamento dell'estremo alto di OM2, e « B » per la messa in scala della prima banda, quella di 16 metri.

Passaggio da gamme a bande di ricezione.

1°. - CON CONDENSATORE FISSO IN PARALLELO. — In alcuni apparecchi plurigamma economici è utilizzata la possibilità di passare da una gamma di ricezione ad un'altra con l'aggiunta di un condensatore di fondo a ciascuno dei due circuiti accordati. Le gamme di ricezione così ottenute sono dette *gamme spostate* e sono caratterizzate dalla minore estensione, la quale è conseguenza della aumentata capacità residua e quindi dei diminuiti rapporti di capacità e di frequenza.

L'estensione della gamma spostata è tanto minore quanto più forte è lo spostamento di gamma, ossia quanto più la nuova gamma di ricezione è lontana dalla principale. Ciò dipende dal valore del condensatore di fondo.

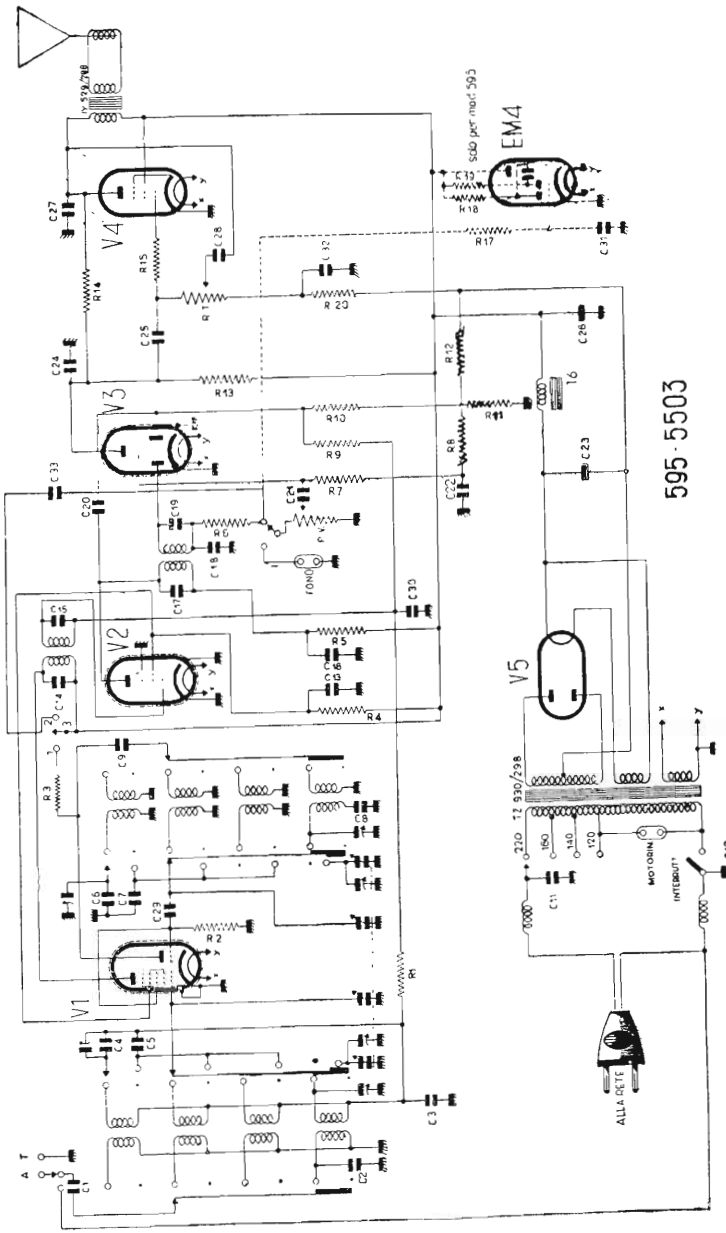


Fig. 14.8. - Phonola mod. 595-5503, a due gamme OM e sei bande allargate OC. (V. fig. 14.7).

Si può approfittare della minore estensione della gamma spostata per ottenere una banda di ricezione. In alcuni apparecchi infatti le gamme normali di ricezione sono accompagnate da bande di ricezione, ottenute con l'aggiunta di condensatori di fondo, senza cioè che alle bande di ricezione corrispondano appositi circuiti.

La fig. 14.9 mostra un esempio. Il circuito accordato è costituito dalla parte minore del condensatore variabile, di

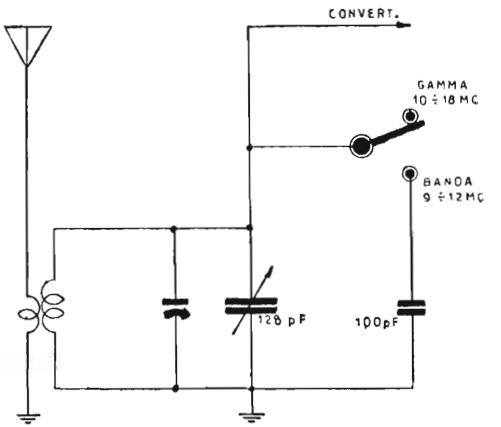


Fig. 14.9. - Basta l'aggiunta di un condensatore di fondo da 100 pF, per ottenere una banda allargata.

128 pF, nonchè della bobina onde cortissime con il proprio compensatore. La gamma di ricezione va da 10 a 18 megacicli. Il rapporto di frequenza è perciò di 1,8.

Se al circuito accordato indicato viene aggiunto un condensatore di fondo di 100 pF, si ottiene la ricezione su una banda allargata, poichè il rapporto di frequenza è disceso da 1,8 a circa 1,32. La ricezione va da circa 9 megacicli a 12 megacicli. Risulta allargato il tratto a frequenza inferiore della gamma di ricezione normale, quello da 10 a 12 megacicli.

L'inconveniente che presenta questo sistema è di richiedere un forte spostamento di gamma per poter ottenere una effettiva banda allargata. Inoltre se tale spostamento è molto forte esso va « fuori gamma ». Ad un forte spostamento corrisponde un alto valore del condensatore di fondo e quindi un peggiorato rapporto L/C.

2°. - CON CONDENSATORE FISSO IN SERIE. — Mentre con il condensatore fisso in parallelo al variabile si produce una banda allargata *verso l'estremo a frequenza bassa* della gamma di ricezione, con un condensatore fisso in serie al variabile si produce una banda allargata all'altro estremo della gamma di ricezione, quella a *frequenza alta*.

Se, come indica la fig. 14.10, il condensatore fisso di 100 pF fosse stato posto in serie al variabile di 128 pF anzichè in parallelo, la sua capacità massima sarebbe stata di 9 pF, la variazione di capacità sarebbe stata di 47 pF. Supponendo la capacità zero di 50 pF, il rapporto di capacità sarebbe stato di 0,94 e quello di frequenza di 1,39.

Mentre senza il condensatore in serie, la gamma di ricezione sarebbe andata da 10 a 18 megacicli, con l'inserimento del condensatore fisso di 100 pF in serie sarebbe andata da circa 13,1 a 18 megacicli, con risultato inadeguato. In serie va perciò posto un condensatore di capacità minore, per es. 50 pF.

Con condensatore di 50 pF, la capacità massima del variabile sarebbe discesa da 128 a 36 pF. La variazione di capacità sarebbe stata di 36 — 9 = 27 pF, ed il rapporto di capacità sarebbe stato di 27 : 50 = 0,54, al quale sarebbe corrisposto il rapporto di frequenza di 1,24, per cui la banda di ricezione avrebbe avuto inizio 14,5 e fine 18 megacicli. Sarebbe risultata più ristretta della precedente, ma non abbastanza.

Per rendere la banda più stretta si deve ridurre ancora la capacità del condensatore fisso, oppure aumentare la capacità residua del circuito con l'aggiunta di un altro condensatore fisso in parallelo. Si ottiene allora la disposizione *fisso in serie e fisso in parallelo*, la quale consente di determinare a piacimento l'estensione di ciascuna delle bande allargate.

Infatti, se oltre al condensatore fisso di 50 pF in serie, nell'esempio precedente fosse stato utilizzato anche un condensatore fisso di 100 pF in parallelo, la capacità residua

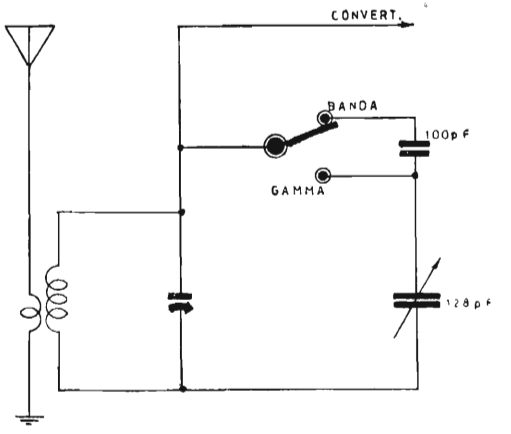


Fig. 14.10. - Banda allargata ottenuta con condensatore. fisso in serie al variabile.

sarebbe aumentata da 50 pF a 150 pF, ed allora il rapporto di capacità sarebbe diminuito, ed anzichè essere di 0,54 sarebbe stato di 27 : 150 = 0,18. A tale rapporto di capacità sarebbe corrisposto quello di frequenza di 1,08, bene adatto per bande allargate.

Bande allargate con condensatori fissi in serie e in parallelo.

Poichè il condensatore fisso in serie produce una banda allargata verso l'estremo a frequenza più alta della gamma di ricezione, e visto che all'opposto il condensatore fisso in

parallelo produce una banda allargata all'estremo a frequenza più bassa, con ambedue i condensatori è possibile ottenere una banda allargata al centro, o in qualsiasi altra posizione della gamma di ricezione.

La fig. 14.11 indica un esempio, utilizzato in diversi apparecchi. Ciascuno dei due circuiti accordati è provvisto di condensatore fisso in serie e di alcuni condensatori fissi in parallelo, di capacità diversa, inseribili uno per volta. Nel-

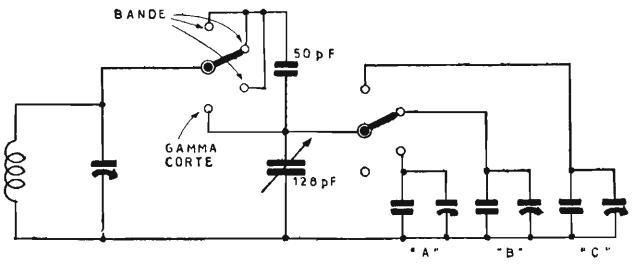


Fig. 14.11. - Il condensatore fisso in serie al variabile determina l'estensione delle bande allargate, quelli in parallelo determinano la posizione delle bande stesse.

l'esempio è indicato il circuito d'entrata della gamma onde corte, e tre bande allargate. Ciascuno dei condensatori in parallelo è provvisto del proprio compensatore per la messa in scala della rispettiva banda allargata.

L'inconveniente che presenta questo sistema è che la estensione di ciascuna banda è tanto più piccola quanto più bassa è la frequenza. Alla banda a frequenza più alta, « A » in figura, a cui corrisponde il condensatore in parallelo di 50 pF, si ottiene l'estensione maggiore, poichè a tale banda l'aumento della residua è piccolo. Alla banda a frequenza più bassa, « C », ottenuta con condensatore di 200 pF, corrisponde l'estensione minore, appunto perchè la residua è alta. È proprio il contrario di ciò che sarebbe desiderabile.

L'inconveniente suddetto è evitabile con un avvolgimento

per ciascuna banda allargata, come nell'esempio di fig. 14.12. In questo caso le bande sono cinque e gli avvolgimenti quattro, essendo in comune l'avvolgimento delle bande a frequenza più alta, di 13 e di 16 m.

Il condensatore variabile è a sezione intera, di 480 pF; quando sono inserite le bande allargate tale capacità mas-

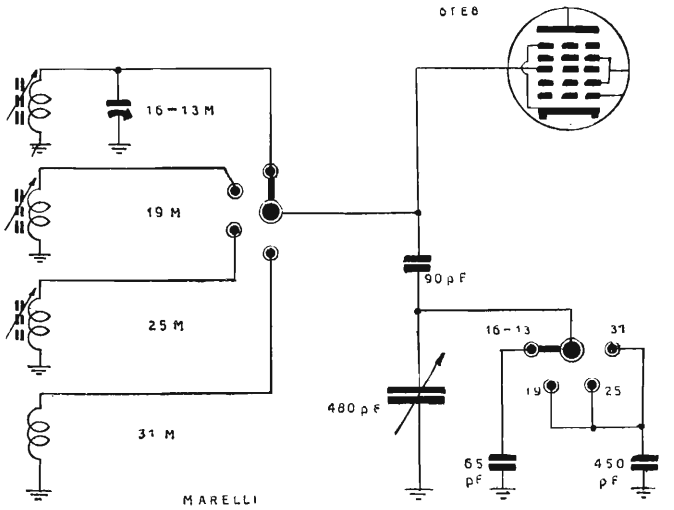


Fig. 14.12. - Bande fortemente allargate con avvolgimenti propri.

sima viene ridotta a 75 pF, mediante un condensatore fisso di 90 pF in serie. I rapporti di capacità e di frequenza vengono ulteriormente ridotti mediante un condensatore fisso di 450 pF in parallelo per le tre bande a frequenza più bassa, e con una di 65 pF per la banda comune di 13 e 16 metri.

Per le tre prime bande di 31, 25 e 19 metri, il rapporto di frequenza è bassissimo, di circa 1,037, per cui la loro estensione è assai ridotta, con conseguente forte allargamento sulla scala parlante.

La banda dei 31 metri va da 9 380 a 9 735 kc, quella dei 25 metri va da 11 710 a 12 100, e quella dei 19 metri da 15 055 a 15 460.

La banda dei 13-16 metri va da 17 750 a 21 700 kc, dato il minore aumento della residua. Questa disposizione è utilizzata negli *apparecchi Marelli* del tipo 10A5-10F37.

Apparecchi a molte gamme OC e bande fortemente allargate. (Siemens modd. 8108 e 8113).

In apparecchi a molte gamme onde corte è possibile far corrispondere a ciascuna di esse una banda fortemente allargata, utilizzando il principio teorico di fig. 14.13.

In questa figura, in alto, è indicato un inversore il quale consente di inserire o disinserire un condensatore fisso di appena 10 pF in serie al condensatore variabile di piccola capacità, essendo la gamma onde medie divisa. Con il condensatore in serie al variabile, la variazione di capacità risulta ridottissima, inferiore ai 10 pF, e quindi la ricezione avviene sulla intera estensione di gamma.

Nella stessa figura, in basso, è indicato un secondo condensatore fisso, di 140 pF, per la riduzione della variazione di capacità nella gamma di ricezione.

Questa disposizione circuitale presenta tre inconvenienti. Il primo consiste nella presenza di un apposito comando esterno per il passaggio dalla posizione « gamme » alla posizione « bande allargate ». Il secondo inconveniente è quello di richiedere un inversore a due posizioni per ciascuna gamma; lo si può parzialmente evitare con un interruttore, disposto come in fig. 14.14. Nella posizione « gamme », il condensatore di 10 pF risulta cortocircuitato.

Il terzo inconveniente è costituito dal fatto che le bande di ricezione sono presenti all'inizio di ciascuna gamma, mentre dovrebbero invece allargare quel tratto di gamma in cui sono effettivamente presenti le emittenti. Per evitare ciò,

alla bobina di ciascuna gamma OC vengono aggiunte alcune spire, quante sono necessarie per spostare la banda allargata

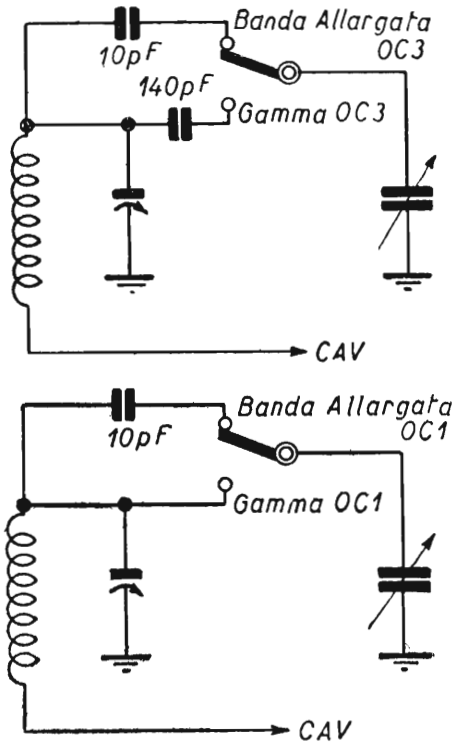


Fig. 14.13. - Il condensatore fisso di 10 pF in serie al variabile consente la ricezione su banda fortemente allargata.

verso l'interno della gamma, nel punto che è necessario allargare.

Ne risultano i due circuiti di fig. 14.15. Sono utilizzati nei grandi *apparecchi Siemens* mod. 8108, mod. 8113 A e B,

ed in altri simili. Le gamme d'onda sono sei, due per le OM e quattro per le OC. Le quattro gamme OC dispongono cia-

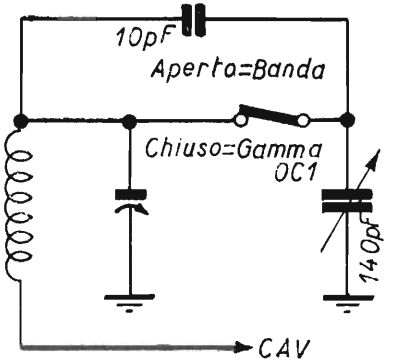


Fig. 14.14. - L'inversore di fig. 14.13 può venir sostituito con un interruttore.

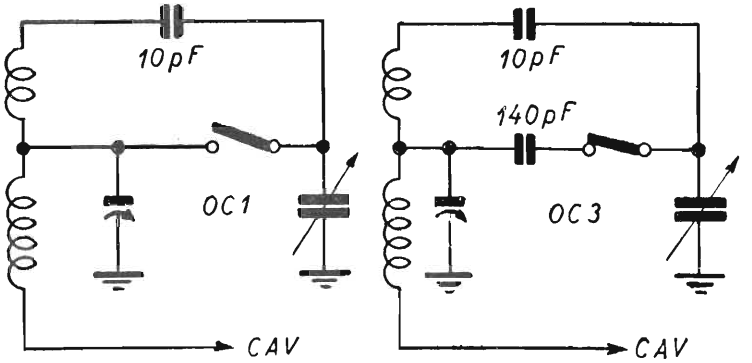


Fig. 14.15. - La bobina in serie al variabile di 10 pF consente il collocamento della banda nella gamma di ricezione.

scuna della propria banda fortemente allargata, su 31, 25, 19 e 14 metri. Un interruttore quadruplo provvede al passaggio dalla ricezione su gamma a quella su banda allargata.

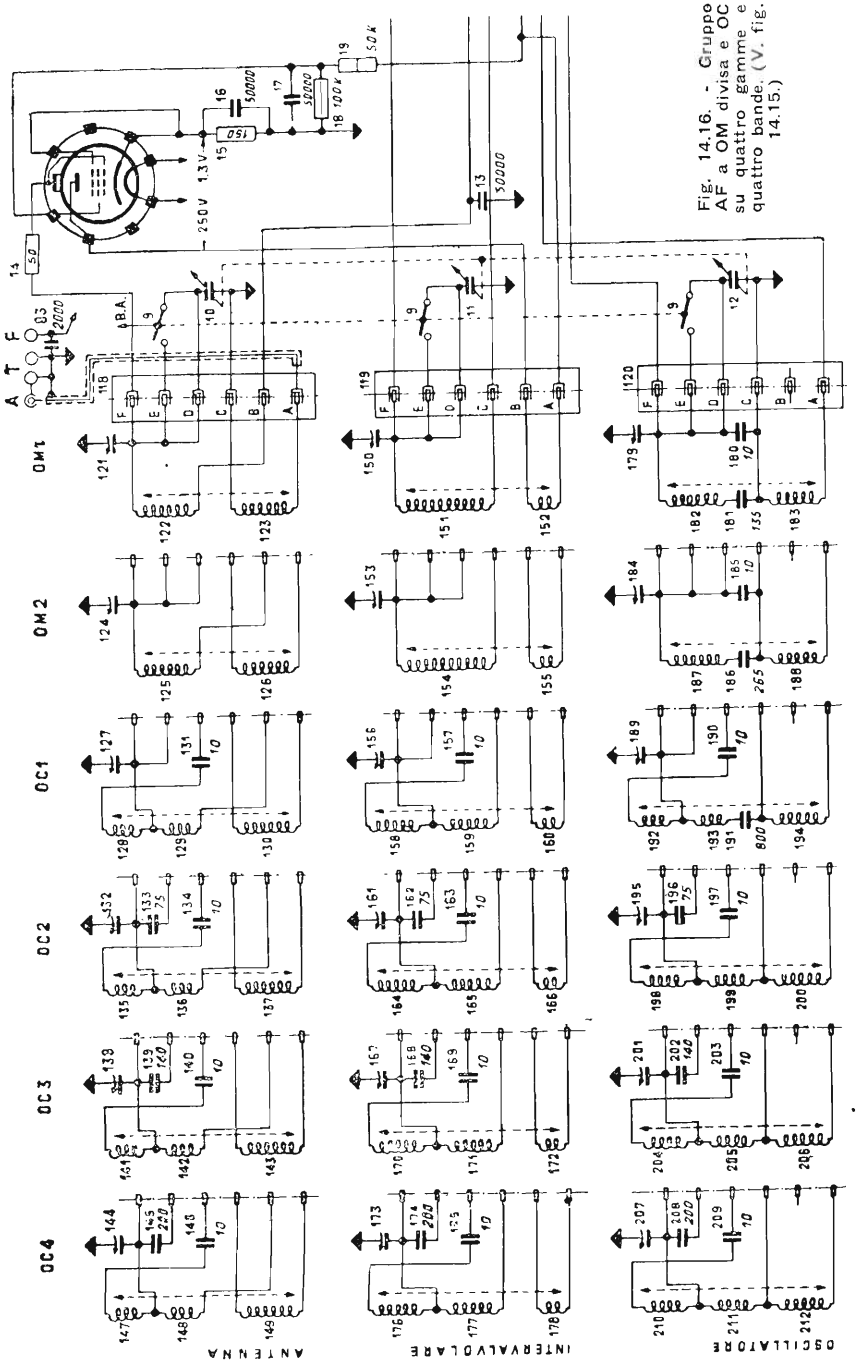


Fig. 14.16. - Gruppo AF a OM divisa e OC su quattro gamme e quattro bande. (V. fig. 14.15.)

La presenza di bande fortemente allargate, con variazione di capacità inferiore ai 10 pF, richiede che la costruzione del gruppo AF sia solida e precisa, e che non vi sia possibilità di variazioni della capacità residua, poichè basta lo spostamento di un collegamento per far uscire « fuori trattino » le varie emittenti delle bande allargate.

Cambio banda con condensatore variabile. (Banda mobile).

La posizione della banda allargata è determinata dal valore della capacità del condensatore fisso in parallelo al condensatore variabile, come detto. Variando tale capacità

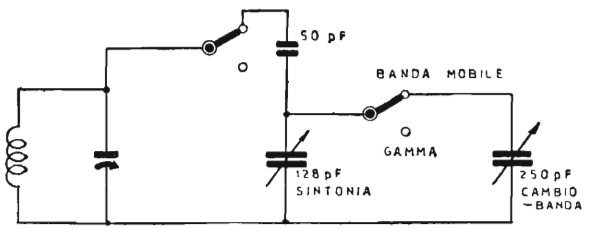


Fig. 14.17. - Il condensatore variabile di cambio-banda, in parallelo a quello di sintonia, consente di far scorrere la banda allargata da un estremo all'altro della gamma di ricezione.

è possibile variare la posizione della banda allargata, ossia è possibile renderla « mobile ». Ciò può avvenire in modo discontinuo, con l'inserzione di condensatori fissi di capacità diversa, come appunto in fig. 14.11, oppure in modo continuo con la rotazione di un secondo condensatore variabile, come in fig. 14.17.

In questo modo però diventa praticamente impossibile graduare la scala parlante, per cui è necessario far « scattare » il condensatore variabile di cambio banda in un certo numero di posizioni, tante quante sono le bande allargate.

Il numero di tali bande potrebbe essere molto elevato, se ciò non fosse del tutto inutile.

Il sistema del cambio-banda con condensatore variabile è perciò poco pratico, considerato l'ingombro e il costo; tanto varrebbe adoperare un condensatore variabile separato, di capacità ridottissima e con tante bobine quante sono le bande desiderate.

L'inconveniente secondario del sistema di cambio-banda con condensatore variabile è quello di far corrispondere la minore estensione di banda non all'estremo a frequenza alta ma a quello a frequenza bassa. Nessuna banda risulta con la stessa estensione; le più estese sono le bande a frequenza alta, le meno estese quelle a frequenza bassa, proprio al contrario di come sarebbe desiderabile, ripetendo l'inconveniente della disposizione di fig. 14.11.

CAPITOLO QUINDICESIMO

SUPERETERODINE A FREQUENZA MODULATA (FM)

Caratteristiche degli apparecchi FM.

Le radiotrasmissioni di voci e suoni su onde lunghe, medie, corte e cortissime sono tutte del tipo ad *ampiezza modulata* (AM), poichè è l'ampiezza della corrente oscillante, e quindi dell'onda radio, che viene modulata dalla tensione del segnale, in modo da rappresentare la forma d'onda delle voci e dei suoni stessi.

Le radiotrasmissioni ad onde ultracorte, a frequenze superiori ai 30 megacicli, ossia con onde di lunghezza inferiore ai dieci metri, sono spesso del tipo a *frequenza modulata* (FM), ed in tal caso è la frequenza anzichè l'ampiezza della corrente oscillante, e quindi dell'onda radio, che risulta modificata in modo da esprimere fedelmente la forma dell'onda delle voci e dei suoni.

La parte sonora delle trasmissioni televisive viene effettuata con una particolare lunghezza d'onda nella gamma delle ultracorte; per tali trasmissioni è utilizzato il principio della frequenza modulata; la parte relativa alla visione viene trasmessa con il solito sistema dell'ampiezza modulata.

Le radiotrasmissioni FM differiscono dalle normali AM per la lunghezza maggiore del canale di trasmissione. Mentre tale larghezza è di 9 kc in Europa e di 10 kc in America per le trasmissioni AM, essa è di 150 kc per le trasmissioni FM, e ciò per il fatto che il canale FM dipende sia dalla

frequenza di modulazione che dalla ampiezza della tensione modulante.

Le supereterodine adatte per la ricezione FM differiscono dalle normali per l'elevatissima frequenza della gamma di ricezione, per la larghezza della banda passante e per dover rivelare segnali a frequenza modulata anzichè ad ampiezza modulata. Sono perciò provviste di un particolare rivelatore che vien detto *discriminatore*.

Con le supereterodine FM non è possibile la ricezione delle trasmissioni AM, e viceversa con le supereterodine AM non è possibile la ricezione FM. Spesso le supereterodine FM sono provviste anche dei circuiti necessari per la ricezione AM, allora sono supereterodine AM/FM.

Le supereterodine FM sono molto simili a quelle AM normali; possiedono gli stessi stadi di amplificazione alta frequenza, di conversione di frequenza, d'amplificazione media frequenza e d'amplificazione bassa frequenza e finale. Differiscono, come detto, nello stadio rivelatore. Poichè però le supereterodine FM sono adatte per la ricezione di frequenze elevatissime, esse sono costruite in modo adeguato a tale ricezione.

Mentre la media frequenza delle supereterodine AM va da 450 a 470 kc, quella delle supereterodine FM è attualmente di 10,7 megacicli. Come è noto, il valore della media frequenza è determinato dalla estensione della gamma di ricezione, e deve essere un po' superiore alla metà di tale estensione di gamma, allo scopo di far cadere fuori gamma le interferenze d'immagine.

Alle trasmissioni FM era assegnata la gamma da 42 a 45 megacicli prima della guerra, ed allora, almeno negli Stati Uniti, la media frequenza usata era di 2,1 megacicli. Poi tale gamma venne estesa a 50 megacicli, ed allora la media frequenza venne elevata a 4,3 megacicli, essendo 4 megacicli la metà dell'estensione della gamma da 42 a 50 megacicli.

Dopo la guerra tutte le trasmissioni FM vennero trasfe-

rite nella apposita gamma più estesa da 88 a 108 megacicli. Essendo tale gamma di 20 megacicli, la media frequenza delle supereterodine FM venne portata a 10,7 megacicli.

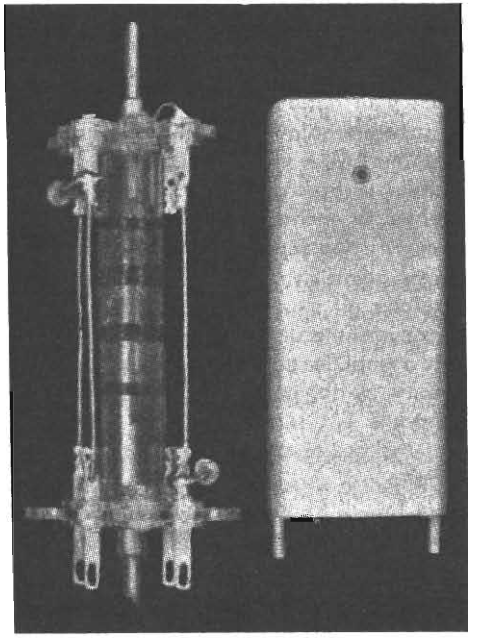


Fig. 15.1. - Trasformatore di media frequenza a 10,7 megacicli, per apparecchi FM.

In Italia e in Svizzera vengono costruite supereterodine FM per radiotelefoni da automobili; esse funzionano sulla gamma da 32 a 40 megacicli. Queste supereterodine sono però provviste di due medie frequenze, ossia possiedono due stadi di conversione di frequenza. La prima media frequenza è di 8,5 megacicli, la seconda di 3,5 megacicli.

Come detto, le trasmissioni televisive sono FM per la parte sonora. Tali trasmissioni avvengono entro una gamma che va dai 44 ai 216 megacicli. In questo caso il valore della media frequenza non corrisponde alla metà della estensione di gamma, poichè risulterebbe troppo elevato per le trasmissioni all'estremo basso della gamma (TV bassa). Il valore della media frequenza FM delle supereterodine TV è generalmente di 21,5 megacicli.

La rivelazione dei segnali FM.

Per la rivelazione dei segnali FM non è possibile adoperare il solito circuito di rivelazione consistente nel secondario dell'ultimo trasformatore MF collegato ad un diodo, come avviene nei comuni ricevitori AM, ciò poichè la frequenza dei segnali FM corrisponde a quella di risonanza del circuito accordato di rivelazione solo in assenza di modulazione. Non appena è presente la modulazione, la frequenza del segnale FM subisce uno scarto, si allontana da quella di risonanza del circuito accordato di rivelazione, per cui la tensione ai suoi capi diminuisce. Tale tensione può ridursi a zero in corrispondenza della massima modulazione ossia in corrispondenza del massimo scarto di frequenza, proprio l'opposto di ciò che è necessario. In tal modo la tensione BF risulterebbe zero quando dovrebbe essere massima, e sarebbe massima quando dovrebbe essere zero.

Il problema della rivelazione FM consiste nell'ottenere il risultato inverso, ossia la massima tensione BF all'uscita del rivelatore in corrispondenza del massimo scarto di frequenza, e tensione BF zero quando la frequenza del segnale FM è quella stessa del circuito accordato di rivelazione, ossia è quella della MF.

Va anzitutto notato che quest'ultimo risultato, ossia quello di far corrispondere la tensione BF zero in assenza di modulazione, può essere raggiunto con due diodi al posto di uno solo, collegati in modo che le tensioni presenti alle loro uscite si annullino. Affinchè poi al massimo scarto di frequen-

za sopra e sotto quella di *centrobanda*, ossia quella corrispondente all'assenza di modulazione, corrisponda la massima tensione BF all'uscita del rivelatore, si possono inserire due circuiti accordati, uno per ciascun diodo, uno dei quali tarato alla frequenza corrispondente al massimo scarto sopra la frequenza di centrobanda, e l'altro tarato alla frequenza corrispondente al massimo scarto sotto la frequenza di centrobanda. Se la frequenza di centrobanda è di 10,7 megacicli, e lo scarto massimo è di 75 chilocicli, uno dei due circuiti dovrà essere accordato a 10 700 + 75 = 10 775 kc, e l'altro a 10 700 — 75 = 10 625 kc.

In tal modo le due tensioni all'uscita del rivelatore FM erano le stesse e si annullavano soltanto in assenza di modulazione, quando i due circuiti si trovavano alla stessa distanza della frequenza di centrobanda, e perciò la tensione ai loro capi era la stessa. Ma non appena si manifestava uno scarto di frequenza, la tensione ai capi dei due circuiti accordati non era più la stessa, e quindi vi era pure una differenza di potenziale anche all'uscita del rivelatore.

Questo tipo di discriminatore venne perfezionato, ed attualmente sono in uso due discriminatori, quello di *Foster-Seeley* usato negli apparecchi FM complessi e quello *a rapporto* (ratio detector) usato negli apparecchi FM economici. Esistono altri tipi di discriminatori, basati su altri principi, ma essi sono adoperati soltanto nel 2 % dei ricevitori FM, e si possono perciò trascurare.

In ambedue i discriminatori vi è un solo circuito accordato di rivelazione, però esso ha una presa al centro. I due diodi sono collegati ai capi di tale circuito. L'accoppiamento con il circuito accordato precedente è induttivo e capacitivo. Se la frequenza del segnale FM subisce un aumento e diventa più alta, l'accoppiamento è capacitivo e la corrente indotta nel secondario attraverso il condensatore di accoppiamento Cc, fig. 15.3, precede la tensione. Se la frequenza del segnale

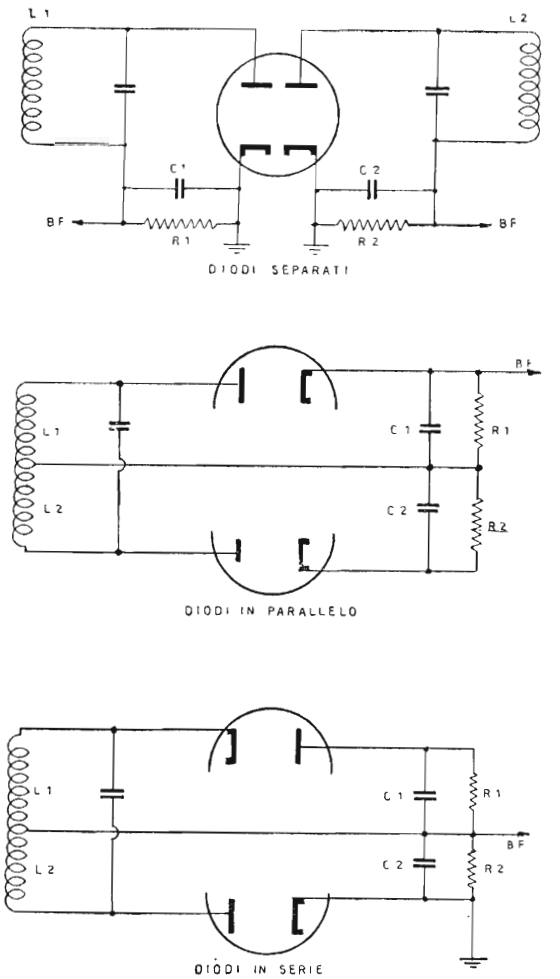


Fig. 15.2. - Per la rivelazione dei segnali FM vengono usati due diodi. Possono utilizzarsi in tre modi diversi.

FM diminuisce e diventa minore, l'accoppiamento è induttivo e la corrente indotta nel secondario per effetto di mutua induzione segue la tensione.

Nel primo caso è ad uno dei diodi che è applicata la tensione maggiore, nel secondo caso è invece all'altro diodo che è applicata tale tensione.

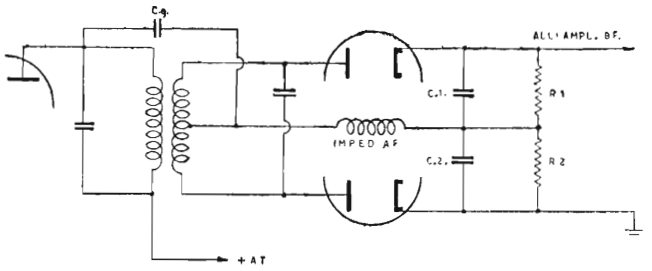


Fig. 15.3. - Nel discriminatore Foster-Seeley i due diodi sono collegati in parallelo.

I due diodi possono venir collegati in parallelo oppure in serie. Quando sono collegati in parallelo si ottiene il discriminatore Foster-Seeley; quando sono collegati in serie si ottiene il discriminatore a rapporto (ratio detector).

All'uscita del discriminatore Foster-Seeley, fig. 15.3 vi è la tensione BF, costituita dalla differenza tra le tensioni di uscita dei due diodi. Quando non vi è modulazione, alle placche dei due diodi vi è la stessa tensione positiva, quindi le due resistenze di carico sono percorse dalla stessa intensità di corrente. Ma poichè le due correnti sono di senso opposto e sono di intensità eguale, non vi è alcuna differenza di tensione agli estremi di tali resistenze, ossia tra i due catodi.

Quando una delle due placche è più positiva dell'altra, una delle due resistenze è percorsa da un'intensità maggiore di corrente, e vi è differenza di potenziale all'uscita del discriminatore, tra i due catodi, oppure, ed è lo stesso, tra

un catodo e massa, dato che uno dei catodi può venir collegato a massa.

Una impedenza AF è necessaria per evitare che la tensione a MF presente nel circuito d'entrata del discriminatore possa trasferirsi all'uscita.

All'uscita del discriminatore a rapporto (ratio detector)

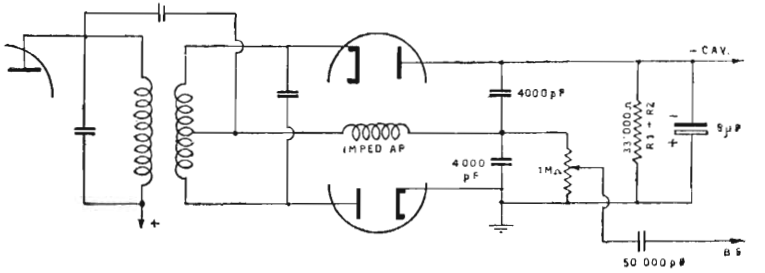


Fig. 15.4. - Nel discriminatore a rapporto (ratio detector) i due diodi sono collegati in serie.

la tensione BF è costituita dal rapporto tra le due tensioni di uscita dei rispettivi diodi anzichè dalla loro differenza, da ciò il termine di *discriminatore a rapporto di tensione*. L'uscita del discriminatore anzichè ad un'estremità è ottenuta dalla presa centrale dei due condensatori, attraverso i quali si chiudono i due circuiti di rivelazione.

Con tale disposizione non è necessario che le due resistenze siano eguali, come nel caso precedente. Una di esse può essere costituita dal controllo di volume. Inoltre, poichè una estremità d'uscita di questo discriminatore è costituita da una placca, questa estremità è sempre negativa rispetto a massa, quindi è disponibile una tensione negativa proporzionale alla modulazione del segnale. Essa viene livellata da un condensatore elettrolitico ed utilizzata per il controllo automatico di volume.

Dei due discriminatori il primo, il Foster-Seeley, è quello che consente di ottenere i migliori risultati, esso presenta

però l'inconveniente di essere sensibile anche alle variazioni di ampiezza oltre che di frequenza del segnale da rivelare. Le variazioni di ampiezza sono conseguenza di disturbi, quindi occorre eliminarle. A tale scopo il discriminatore Foster-Seeley è sempre preceduto da un apposito rivelatore AM costituito da una valvola amplificatrice MF funzionante con basse tensioni di placca e di schermo.

È questo lo stadio *limitatore*, a volte costituito da due valvole, ciascuna delle quali provvede ad eliminare le modulazioni di ampiezza. Sono due negli apparecchi migliori, nei quali l'eliminazione dei disturbi è più accurata. Rispetto al segnale a frequenza modulata, lo stadio limitatore si comporta come se fosse una parte dell'amplificatore di media frequenza a bassa amplificazione.

L'amplificatore BF che segue il limitatore-discriminatore o il solo discriminatore nel caso del rivelatore a rapporto, non differisce da quello dei normali apparecchi AM. Poichè però le trasmissioni FM differiscono dalle normali AM anche per la vastissima gamma di frequenze acustiche irradiate (in genere, da 50 a 15 000 c/s), sono opportuni amplificatori BF ben dimensionati e ben costruiti, tali cioè da consentire la riproduzoine di una così vasta gamma di frequenze acustiche.

Piccola supereterodina FM.

Lo schema di piccola supereterodina FM di fig. 15.5 è molto semplice e risulta perciò di facile lettura. Generalmente gli apparecchi FM sono più complessi dei normali ricevitori AM, e le supereterodine AM/FM risultano spesso assai complesse. La piccola supereterodina FM di cui la figura è la prima della sua categoria che sia stata costruita negli Stati Uniti. È il modello 602 della *Emerson Radio and Television Corporation.*

Le valvole sono sei, cinque delle quali del tipo miniatura: la convertitrice 12BA7, la due amplificatrici MF 12BA6, la

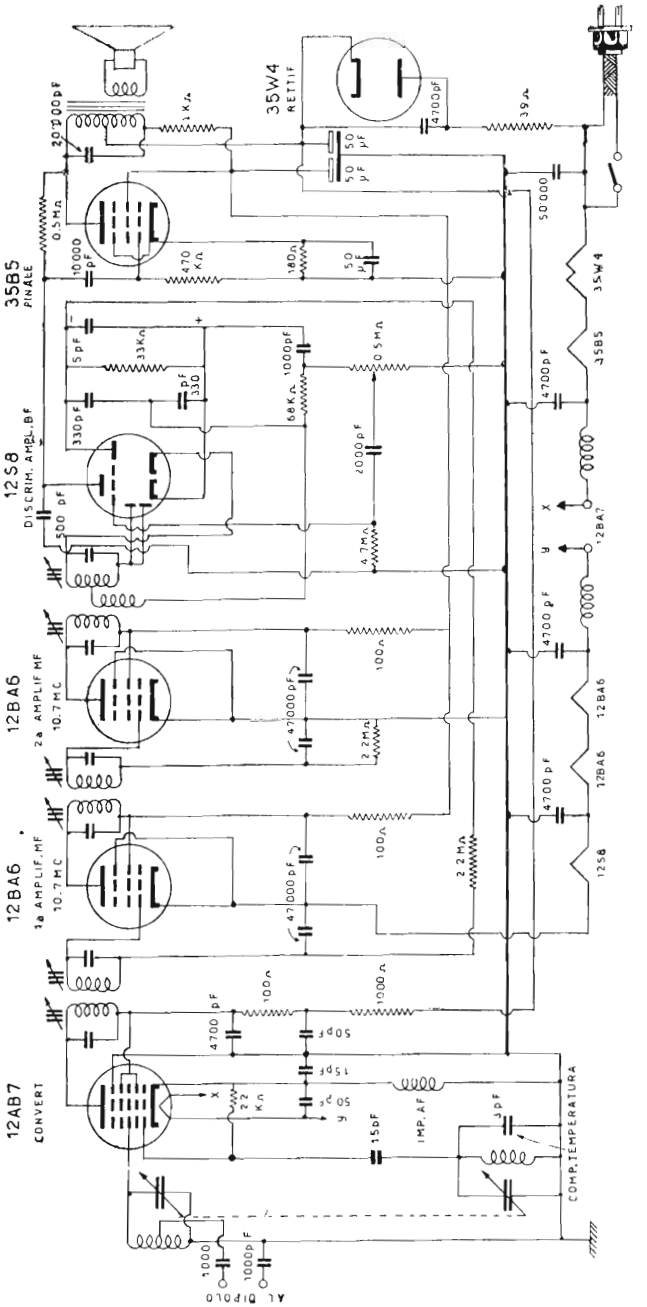


Fig. 15.5. - Piccola supereterodina FM, ad alimentazione CA/CC. (Emerson mod. 602).

rivelatrice FM e amplificatrice BF 12S8 GT, la finale 35B5 e la rettificatrice 35W4.

La 12S8 GT è una valvola nuova, adatta per apparecchi di questo tipo; differisce dalle rivelatrici normali AM per avere un diodo in più. I due diodi normalmente usati per la rivelazione AM sono collegati insieme, e costituiscono uno dei diodi del discriminatore a rapporto (nelle piccole supereterodine FM non è possibile adoperare il discriminatore Foster Seeley). In ta modo questa valvola provvede sia alla rivelazione FM che, mediante il solito triodo, alla amplificazione di tensione BF, appunto come avviene nei ricevitori AM.

La parte che precede la valvola 12S8 GT e quella che la segue sono convenzionali. Il circuito d'oscillatore è provvisto di un condensatore di compensazione della temperatura posto in parallelo. Esso consente di eliminare lo slittamento di frequenza che si determina nei primi minuti per effetto dell'aumento di calore.

L'antenna può essere costituita da un dipolo, adatto per la gamma di ricezione FM, che va da 88 a 108 megacicli; l'apparecchio può funzionare anche senza di esso, con un conduttore presente nell'interno del cordone di alimentazione, il quale è lungo 177 cm. Un capo di tale conduttore è libero, l'altro è collegato all'entrata dell'apparecchio. Risulta accoppiato capacitivamente alla rete-luce e provvede anche alla captazione diretta dei segnali FM.

La media frequenza è quella normale dei ricevitori FM, ossia 10,7 megacicli.

Esempio di moderna supereterodina AM-FM.

Quasi tutte le supereterodine FM, escluse soltanto le piccole, sono adatte anche per la ricezione AM, e ciò per il fatto che una parte delle stesse valvole utilizzate per la ricezione FM può venir adoperata per la ricezione AM. Il passaggio da una ricezione all'altra implica soltanto la commutazione dei circuiti, sino all'entrata dell'amplificatore bassa

frequenza. Diversi sono i circuiti di conversione di frequenza, d'amplificazione media frequenza e di rivelazione. Quelli di conversione di frequenza e di amplificazione media frequenza per il passaggio dalla ricezione ad onde ultracorte (FM) a quella ad onde medie (AM); quello di rivelazione per il passaggio dalla frequenza modulata all'ampiezza modulata.

La fig. 15.6 riporta lo schema completo di una moderna supereterodina AM-FM ad otto valvole, alimentata direttamente dalla rete-luce tramite un rettificatore ad ossido. Tutte le otto valvole sono inserite per la ricezione FM, di esse soltanto quattro risultano inserite quando il commutatore viene passato nella posizione AM.

L'apparecchio funziona con antenna-luce per la ricezione FM e con telaio interno per quella AM. Il dipolo esterno non risulta necessario, benchè possa essere utile.

Nella posizione FM sono presenti due valvole amplificatrici in alta frequenza. La prima di esse è un triodo 604, con griglia a massa. È collegato, mediante un trasformatore semiaperiodico e un condensatore di 100 pF, alla rete-luce.

Il collegamento a massa della griglia controllo ha lo scopo di evitare che il triodo possa entrare in oscillazione; la griglia agisce da schermo tra i due circuiti, quello d'entrata e quello d'uscita. Il potenziale AF ad esso applicato è zero; il segnale risulta presente tra il catodo e massa. L'effetto sulla corrente di placca è lo stesso come se fosse applicato tra la griglia e il catodo, ossia come se fosse il catodo a massa anzichè la griglia.

La placca del triodo 6C4 è collegata al primo circuito accordato FM, sintonizzabile nella gamma da 88 a 108 megacicli. È accoppiato a resistenza-capacità alla griglia controllo della seconda valvola amplificatrice alta frequenza FM, un pentodo 12BA6. Segue la penta-griglia 12BE6 convertitrice di frequenza, in comune per le due ricezioni. Nella posizione AM, il telaio di ricezione è collegato all'entrata di questa valvola. La gamma AM va da 510 a 1 600 kc.

La valvola amplificatrice a media frequenza che segue

è anch'essa in comune per le due ricezioni. È una 12BE6. Segue una seconda 12BE6, amplificatrice MF per la sola ricezione FM. Vi sono tre trasformatori MF per FM a 10,7 megacicli, e due trasformatori MF per AM a 455 kc.

Nella posizione AM, il secondo trasformatore MF è collegato ad un diodo della valvola rivelatrice AM 6AQ6. Essa provvede alla amplificazione di tensione BF sia per i segnali AM che per quelli FM.

Nella posizione FM, il terzo trasformatore MF-FM è collegato al doppio diodo rivelatore FM. Per la rivelazione FM è usato il discriminatore a rapporto (ratio detector). Il secondario del trasformatore MF è collegato alla placca di uno dei diodi e al catodo dell'altro diodo. La tensione BF è prelevata dalla presa tra i due condensatori di rivelazione, di 500 pF ciascuno.

L'uscita del discriminatore collegata alla placca di uno dei diodi è sempre negativa; ad essa fa capo il circuito CAV nella posizione FM. Nella posizione AM è invece inserito un secondo circuito CAV, che fa capo al diodo rivelatore AM della 6AQ6.

I controlli di volume e di tono sono in comune. In comune è pure la valvola finale, una 5OL6 GT. L'altoparlante è del tipo a magnete permanente.

Non essendo presente il trasformatore di alimentazione, data la rettificazione della semionda della tensione alternata mediante un rettificatore ad ossido, i filamenti delle otto valvole sono in serie, direttamente collegati ai capi della rete-luce.

Supereterodine FM con circuiti accordati a cavo coassiale.

Va ricordato che il cavo coassiale in quanto costituito da un conduttore filiforme presente al centro di un secondo conduttore di forma cilindrica, possiede una certa capacità, una certa induttanza e una certa resistenza, come qualsiasi

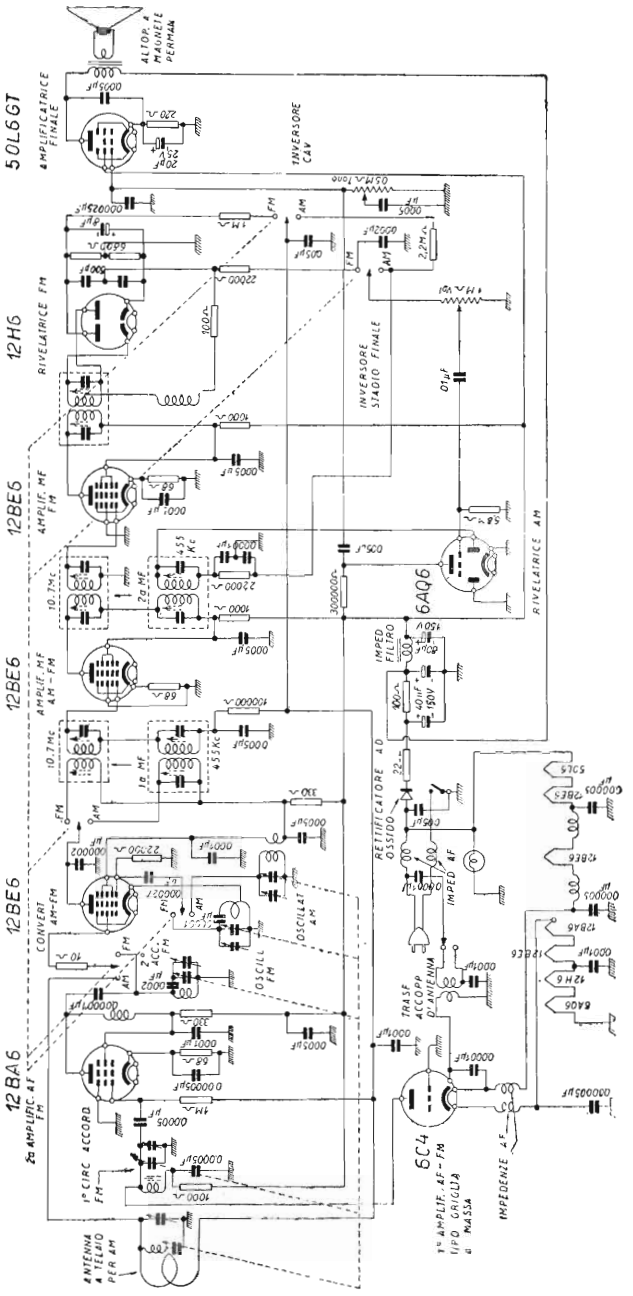


Fig. 15.6. - Schema di ricevitore ad amplifezza e a frequenza modulata (AM-FM). E' provvisto di due valvole amplificatrici AF per FM. L'alimentazione è con rettificatore a selenio.

altro circuito accordato. Poichè possiede capacità e induttanza, il cavo coassiale è accordato ad una certa frequenza, la frequenza di accordo o di risonanza del cavo stesso. Tale frequenza è notevolmente alta, appartiene alle ultrafrequenze, essendo molto piccole la capacità e l'induttanza del cavo.

La frequenza di accordo dipende dalla lunghezza del cavo coassiale e può essere resa variabile in tre modi di-

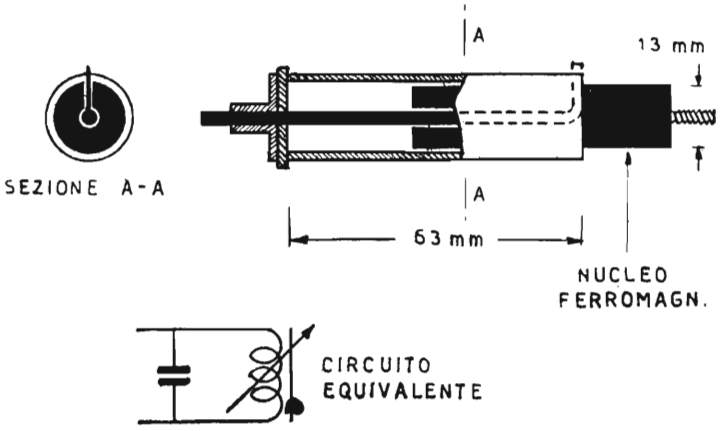


Fig. 15.7. - Circuito accordato a cavo coassiale con variazione di permeabilità.

versi: *a*) tagliando il cavo; *b*) cortocircuitandolo; *c*) variandone la permeabilità. Cortocircuitando un cavo si ottengono piccole variazioni di frequenza e inoltre è necessario che il cavo sia lungo; variandone la permeabilità si ottiene invece una sufficiente variazione di frequenza senza eccessivo ingombro.

La variazione di permeabilità si ottiene nel solito modo, introducendo tra i due conduttori, l'interno e l'esterno, un nucleo di polvere ferromagnetica. La fig. 15.7 illustra un circuito accordato a cavo coassiale, con variazione della permeabilità. Il rapporto tra il diametro del conduttore interno

e quello del conduttore esterno è di 10. Circuiti accordati di questo tipo si prestano bene per gli apparecchi FM, date le elevatissime frequenze dei segnali FM in arrivo.

Ad un estremità del cavo coassiale, il conduttore interno è collegato a quello esterno, in modo da chiudere il circuito; all'altra estremità è presente, tra i due conduttori, un piccolo

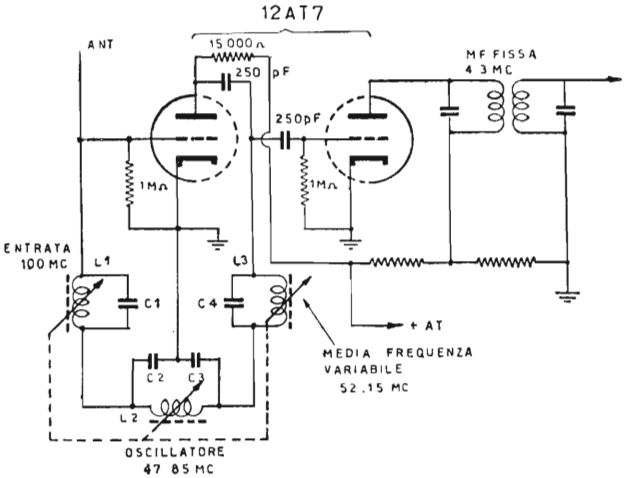


Fig. 15.8. - Principio della doppia conversione di frequenza, per ricevitori FM.

condensatore a mica metallizzata necessario per l'allineamento di questo circuito con gli altri circuiti simili.

Il circuito d'oscillatore è anch'esso a cavo coassiale con variazione di permeabilità. La presa necessaria a tale circuito è ottenuta con il sistema Colpitts, ossia con due condensatori fissi, C2 e C3, come indica la fig. 15.8.

I circuiti a cavo coassiale sono allineati alla frequenza più alta ritoccando la capacità fissa, ed alla frequenza più bassa ritoccando la posizione del nucleo ferromagnetico.

Un esempio di supereterodina con circuiti accordati a cavo coassiale è quello della quale la fig. 15.8 illustra i circuiti di conversione di frequenza. Va notato che vi è una doppia conversione di frequenza, e che nella figura sono indicati i circuiti equivalenti anzichè quelli effettivi, i quali sono invece riportati nello schema di fig. 15.9.

I circuiti accordati a cavo coassiale con variazione di permeabilità sono tre: il circuito d'entrata, costituito da C1 e L1; il circuito d'oscillatore, formato da C2, C3 e L2; ed infine il circuito di prima media frequenza, anch'esso variabile, comprendente C4 e L3.

Il circuito d'entrata può essere accordato, a seconda della posizione del nucleo fm, da un estremo all'altro della gamma FM, ossia da 88 a 108 megacicli. Il circuito d'oscillatore è accordato ad una frequenza più bassa, corrispondente alla frequenza del segnale FM in arrivo meno la prima media frequenza, che è di 52,15 megacicli. Se, ad es., la frequenza del segnale FM in arrivo è di 100 megacicli, quella del circuito d'entrata è pure di 100 megacicli, mentre quella del circuito d'oscillatore è di 47,85 megacicli. Le due frequenze vengono miscelate dalla prima valvola, e precisamente da uno dei due triodi di questa valvola. La frequenza risultante, di 52,15 megacicli, viene a sua volta miscelata con la stessa frequenza del circuito oscillatore, ossia con quella di 47,85 megacicli, nel secondo triodo della valvola. La placca di tale secondo triodo è collegata al primo circuito accordato della seconda media frequenza, di 4,3 megacicli, ossia 52,15 — 47,85 megacicli.

FM a doppia conversione di frequenza.

Lo schema di fig. 15.9 si riferisce all'apparecchio AM/FM Motorola mod. 77 FM 21, e costituisce un esempio di ricevitore con circuiti a cavo coassiale per la parte FM, con doppia conversione di frequenza, secondo il principio indicato dalla fig. 15.8 e già illustrato. Come detto, la frequenza di

oscillatore è unica, nonostante che la conversione di frequenza sia doppia. È per questa ragione che essa è inferiore alla frequenza del segnale FM in arrivo.

Nell'esempio già fatto, se il segnale FM in arrivo è di 100 megacicli, la frequenza d'oscillatore è di 47,85, la prima media frequenza FM è di 52,15 megacicli e la seconda media frequenza FM è di 4,3 megacicli. Va notato che la doppia conversione di frequenza oltre che con un solo circuito oscillatore è anche ottenuta con una sola valvola a due triodi, la miniatura 12AT7.

Il circuito di prima media frequenza FM è anch'esso variabile, ed il nucleo ferromagnetico è comandato simultaneamente con quelli del circuito d'entrata e d'oscillatore. Infatti, se tale circuito di prima media frequenza FM fosse fisso, a 52,15 megacicli, alla frequenza del segnale in arrivo di 80 megacicli, la frequenza d'oscillatore dovrebbe essere di 36,75 megacicli. Ma la frequenza di 36,75 megacicli miscelata con quella di 52,15 megacicli fornirebbe la seconda media frequenza a 15,40 megacicli anzichè a 4,3 megacicli, come necessario.

Il circuito di prima media frequenza deve essere perciò variabile; con questa doppia conversione di frequenza, la prima media frequenza è variabile e la seconda media frequenza è fissa. La frequenza d'oscillatore è data da: (frequenza del segnale FM in arrivo — Seconda media frequenza) : 2.

Così, se il segnale FM in arrivo è alla frequenza di 88 megacicli, la frequenza d'oscillatore deve essere a (88 — — 4,3) : 2 = 41,85 megacicli. Si ottiene allora la prima media frequenza a 46,15 megacicli, ossia 88 — 41,85 = = 46,15; e si ottiene la seconda media frequenza a 4,3 megacicli, ossia 46,15 — 41,83 = 4,3.

Oltre alla ricezione FM nella banda da 88 a 108 megacicli, con dipolo esterno, l'apparecchio consente anche la ricezione AM, nella gamma da 535 a 1 625 chilocicli, con telaio interno o con antenna esterna. Vi è però una sola

conversione di frequenza dei segnali AM, ed è ottenuta con circuiti normali, a condensatore variabile doppio.

La seconda valvola dell'apparecchio è una pentagriglia miniatura 12BE6, la quale funziona o da amplificatrice media frequenza FM oppure da convertitrice AM. Infatti, il telaio di ricezione è collegato alla terza griglia, la griglia controllo di questa valvola, mentre la sua prima griglia è collegata al trasformatore MF/FM a 4,3 megacicli, in serie al quale si trova il circuito accordato d'oscillatore AM. Nella ricezione AM, il circuito FM a 4,3 Mc si comporta praticamente come se non esistesse; lo stesso avviene per il circuito oscillatore AM quando l'apparecchio è in ricezione FM.

La placca della 12BE6 è collegata o al primario del primo trasformatore MF/FM, oppure a quello del secondo trasformatore MF/FM. I due secondari sono invece in serie, non essendo necessaria nessuna commutazione.

I primari dei due trasformatori MF seguenti sono anch'essi in serie. Il secondario del trasformatore MF/FM è collegato alla terza valvola amplificatrice MF/FM, mentre quello del trasformatore MF/AM è collegato ad uno dei diodi della doppia rivelazione, AM e FM, e la preamplificazione BF. Contiene tre diodi e due catodi, nonchè una griglia controllo e una placca. Due diodi sono riservati alla rivelazione FM. La parte amplificatrice BF è in comune. Segue la finale 50B6.

È utilizzato un circuito di reazione negativa con compensazione della terza armonica. È costituito dalle resistenze R1, R2 e R3 nonchè dal condensatore C1.

Supereterodine FM per radiotelefoni da automobili.

L'impianto di radiotelefono consente alle automobili il costante collegamento telefonico con un posto fisso entro un raggio da 10 a 30 km, mediante onde ultracorte. In Europa, la gamma di frequenza utilizzata a tale scopo va da

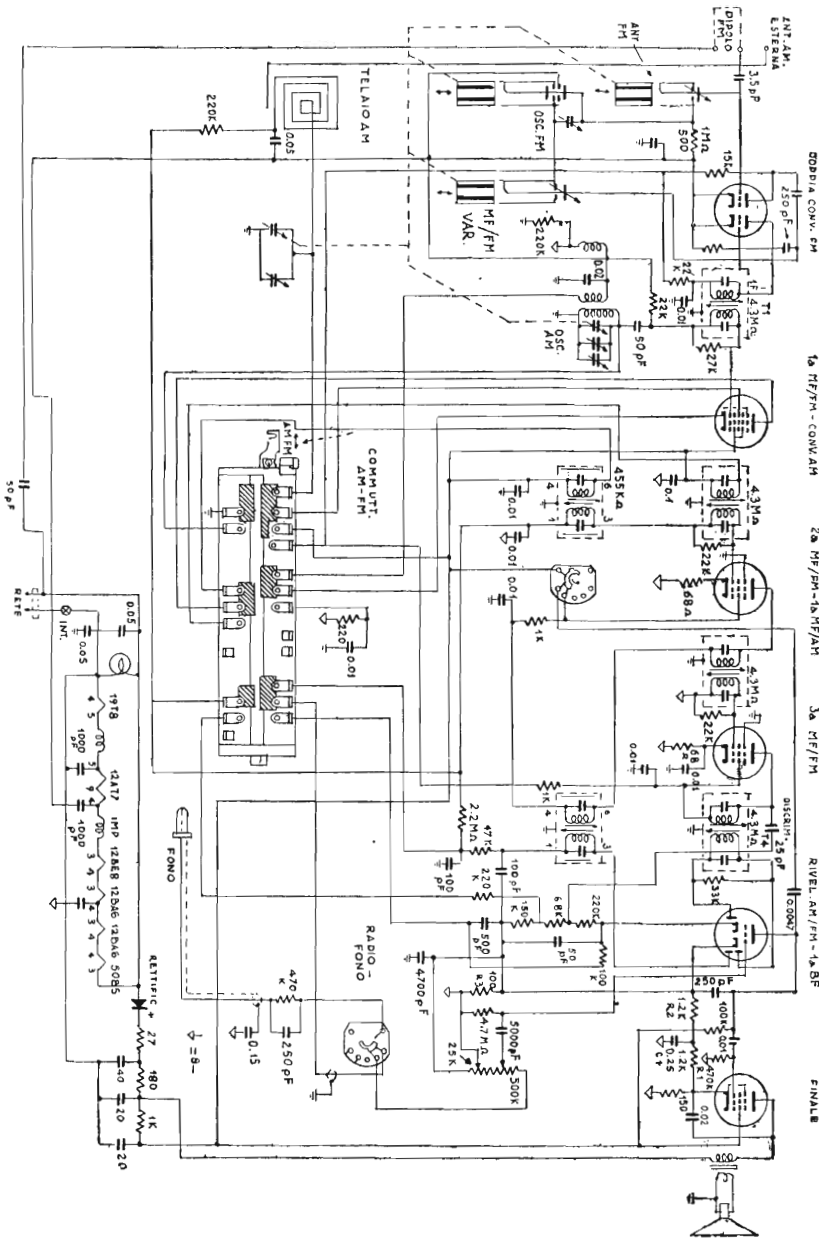


Fig. 15.9. - Supereterodina AM-FM, con circuiti accordati a cavo coassiale e doppia conversione di frequenza. (Motorola mod. 77FM21).

30 a 42 megacicli; negli Stati Uniti va da 152 a 162 megacicli. Dato l'impiego delle onde ultracorte è generalmente utilizzata la modulazione di frequenza.

L'impianto di radiotelefono è costituito da un trasmettitore della potenza di 30 watt e da un ricevitore supereterodina di elevata sensibilità. Ambedue fanno capo alla stessa antenna verticale e sono alimentati dalla batteria d'accumulatori di bordo.

La commutazione trasmissione-ricezione avviene mediante un commutatore presente nell'impugnatura del microfono ed azionato da un pulsante. L'apparecchio ricevente è sempre in funzione, poichè deve poter ricevere il segnale di chiamata. Questo segnale viene diffuso dall'altoparlante e può essere costituito da una nota acustica o dalla viva voce del chiamante. Nella posizione di *standby*, ossia di attesa, il ricevitore assorbe circa 2,8 ampere. Il trasmettitore in funzione assorbe 15 ampere.

La supereterodina a modulazione di frequenza usata per la ricezione a bordo di automobili è tra le più complesse e sensibili, data la necessità della ricezione nelle condizioni più sfavorevoli, lungo le strade cittadine. È del tipo a doppia conversione di frequenza.

La fig. 15.10 illustra schematicamente l'utilizzazione delle varie valvole di una supereterodina FM da radiotelefono, del tipo installato a bordo di automobili. Compresa la raddrizzatrice, le valvole sono complessivamente quattordici.

La prima valvola, una 7C7, provvede all'amplificazione ad alta frequenza; la sensibilità è di 2 microvolt per 50 milliwatt d'uscita. Ad essa seguono le due valvole del primo stadio convertitore, una 7A8 quale miscelatrice ed una 7C7 quale oscillatrice. L'oscillatrice è controllata da un quarzo, e funziona anche da raddoppiatrice di frequenza.

Il primo amplificatore a media frequenza è tarato a 8,5 megacicli e comprende due valvole 7C7. Segue il secondo stadio di conversione, mediante una valvola 7A8 il cui circuito oscillatore è controllato con un quarzo. In tal modo la

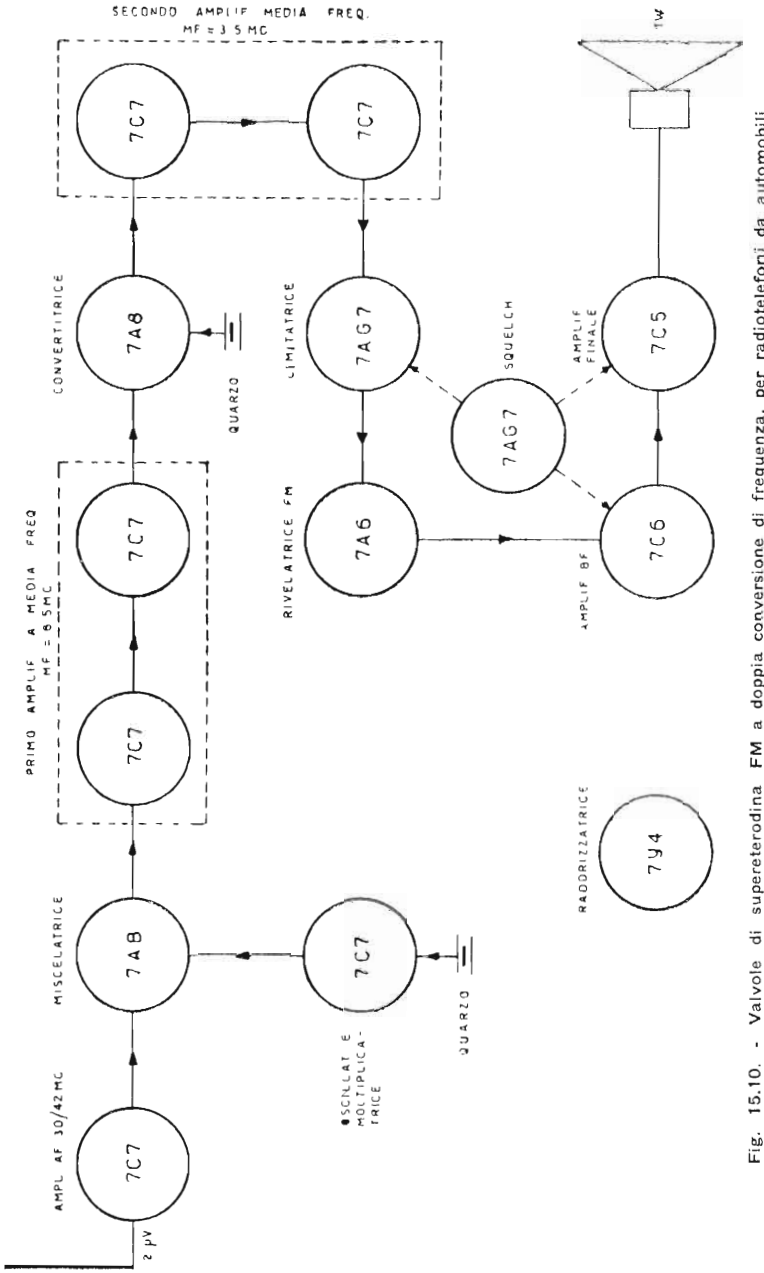


Fig. 15.10. - Valvole di supereterodina FM a doppia conversione di frequenza, per radiotelefoni da automobili. (Brown Boveri T. L.).

stabilità di frequenza è elevatissima, di circa 0,05 per mille. Una così elevata stabilità di frequenza è necessaria poichè l'apparecchio non è provvisto di alcun organo di sintonia, funziona a sintonia fissa, su un'unica lunghezza d'onda, che è quella alla quale è accordato il trasmettitore del posto fisso. Ogni sei mesi viene effettuato un controllo della frequenza di sintonia del ricevitore.

Il secondo amplificatore a media frequenza, comprendente anch'esso due 7C7, è tarato a 3,5 megacicli.

Lo stadio rivelatore comprende due valvole, una limitatrice 7AG7 ed una discriminatrice 7A6; è usato il discriminatore tipo Foster-Seeley. Segue la prima amplificatrice BF e quindi la finale.

La valvola limitatrice e le due valvole BF sono collegate ad un dispositivo *squelch*, funzionante con una 7AG7, il quale ha lo scopo di bloccare le tre valvole suddette, onde eliminare il fruscio, durante le pause di ricezione. La presenza del segnale libera le tre valvole dall'azione dello *squelch*. La potenza normale d'uscita è di 1 W.

L'impianto di radiotelefono da automobili di cui la figura 15.10 indica sinteticamente la parte ricevente è costruito dal Tecnomasio Brown Boveri, reparto Alta Frequenza.

CAPITOLO SEDICESIMO

SUPERETERODINE PER TV

Caratteristiche generali.

Gli apparecchi riceventi di televisione sono supereterodine con particolari caratteristiche. Sono le sole supereterodine che consentano la ricezione simultanea di due segnali diversi, uno ad ampiezza modulata (AM) e l'altro a frequenza modulata (FM). Sono perciò supereterodine AM + + FM. Esse differiscono dalle supereterodine AM/FM, in quanto quest'ultime consentono la ricezione o dei segnali AM (onde medie o corte) o dei segnali FM (onde ultracorte).

I segnali TV relativi alla visione sono AM, quelli relativi al suono sono FM.

La captazione dei due segnali, TV-visione e TV-suono, avviene con una sola antenna a dipolo, dato che si tratta di segnali a frequenza molto elevata, quella relativa alle onde ultracorte, compresa tra 30 e 300 megacicli, ed in pratica da 44 a 216 megacicli.

I due segnali, TV-visione e TV-suono, vengono amplificati contemporaneamente dalla prima valvola, amplificatrice in AF, ed insieme giungono alla valvola mescolatrice, dove vengono sovrapposti alla frequenza dell'oscillatore, la quale è una sola. Benchè si tratti di segnali AM e FM ciò è possibile in quanto le supereterodine AM sono eguali a quelle FM almeno dall'antenna sino all'uscita dell'amplificatore media frequenza.

Le supereterodine per TV hanno anche la particolarità

di essere provviste di due medie frequenze distinte, a frequenza diversa, una per i segnali MF-visione e l'altra per i segnali MF-suono.

IL CANALE TV. — Il canale TV è molto largo, dato che i segnali TV-visione richiedono una banda di frequenza di 4,75 megacicli. Ai segnali TV-suono è sufficiente una banda di 0,1 megacicli; ma è necessario che i due segnali siano distanziati, in modo da consentire la loro separazione nei ricevitori. Sono distanziati da una *banda di guardia* di 0,45 megacicli. Inoltre agli estremi vi sono altre due bande di guardia, per evitare interferenze con i canali adiacenti. Come indica la fig. 16.1 vi è una banda di guardia di 0,5 megacicli dal lato dei segnali di visione e una da 0,2 megacicli da quello dei segnali di suono. L'insieme di tutte queste bande forma il canale TV, il quale è largo 6 megacicli. (A questa larghezza corrisponde l'estensione di gamma da 600 metri, pari a 500 kc a quella di 46,15 metri, pari a 6 500 kc).

Dalla fig. 16.1 si può notare che la frequenza portante dei segnali TV-visione non si trova al centro, come invece avviene per tutte le trasmissioni normali di voci e suoni. Ciò per il fatto che utilizzando lo standard americano sarebbe necessaria una banda di 9 megacicli per i soli segnali TV-visione, banda che diventa ancora più larga con standard francese. Questa enorme estensione di banda limiterebbe il numero delle emittenti di televisione. Si è anzitutto constatato che in pratica tale estensione poteva venir ridotta a 8 megacicli, poi si è trovato che era possibile eliminare gran parte delle frequenze laterali inferiori senza dar luogo ad inconvenienti.

In tal modo la banda di frequenza TV-visione che dovrebbe essere larga 8 megacicli, 4 megacicli per le frequenze laterali inferiori e altrettanti per le frequenze laterali superiori, venne ridotta a 4,75 megacicli; 0,75 megacicli per le frequenze laterali inferiori e 4 megacicli per quelle laterali superiori. È questo un caso particolare di trasmissione

a frequenza laterale unica, nel quale è però presente anche una piccola parte dell'altra laterale, e che vien detto *sistema di trasmissione vestigiale a laterale unica.*

Negli Stati Uniti vi sono attualmente 13 canali di televisione, ciascuno dei quali largo 6 megacicli. Il primo canale

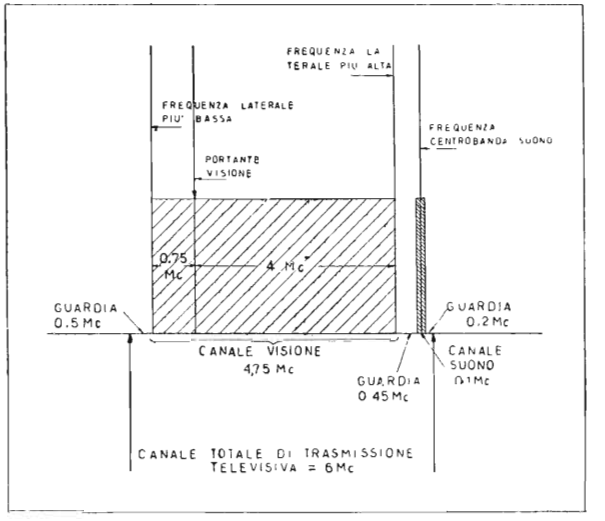


Fig. 16.1. - Il canale TV è largo 6 megacicli.

quello a frequenza più bassa, va da 44 a 50 megacicli; il tredicesimo canale, quello a frequenza più alta, va da 210 a 216 megacicli.

In ciascun canale TV, la banda di frequenze riservata ai segnali FM-suono, si trova a frequenza più alta. Così ad esempio, nel primo canale TV, da 44 a 50 megacicli, la frequenza portante dei segnali di visione è a 45,25 megacicli, mentre la frequenza centrale dei segnali suono è a 49,75 megacicli. Nel tredicesimo canale, la portante visione è a

211,25 megacicli e la frequenza centrale suoni è a 215,75 megacicli.

La frequenza di centrobanda dei segnali suono si trova sempre distante di 4,5 megacicli dalla frequenza portante dei segnali visione, ossia 4 + 0,45 + 0,05 megacicli, vedi fig. 16.1.

Segnali AM-visione e segnali FM-suono.

Nelle supereterodine TV, i segnali AM-visione e quelli FM-suono vengono separati dopo la conversione di frequenza, all'uscita della valvola mescolatrice. Vi sono perciò due amplificatori a media frequenza. I valori comunemente usati per le due medie frequenze sono:

media frequenza visione . . . 25,75 megacicli
media frequenza suono . . . 21,25 megacicli

S'intende che tali frequenze si riferiscono rispettivamente alla portante MF-visione e alla frequenza di centrobanda della MF-suono.

Va notato un fatto importante: mentre in alta frequenza i segnali suono si trovano sempre ad una frequenza superiore a quella dei segnali visione, in media frequenza invece i segnali suono si trovano sempre ad una frequenza inferiore a quella dei segnali visione. Ciò avviene per effetto della conversione di frequenza.

Infatti, la frequenza d'oscillatore è sempre superiore a quella dei segnali del canale TV, e ciò per evitare interferenze d'immagine. La frequenza d'oscillatore corrispondente al primo canale TV, quello da 44 a 50 megacicli, è di 71 megacicli. Poichè, come detto, la frequenza portante visione è, in questo canale, di 45,25 megacicli, si ottiene la media frequenza di 71 — 45,25 = 25,75 megacicli. È questa la media frequenza visione.

Nello stesso tempo si ottiene la conversione dei segnali suono, la cui frequenza di centrobanda è di 49,75 megacicli,

ossia 4,5 megacicli superiore alla portante visione. La media frequenza che ne risulta è la seguente: 71 — 49,75 = 21,25 megacicli. È questa la media frequenza suono. Essa è di 4,5 megacicli inferiore alla media frequenza visione, di 25,75 megacicli.

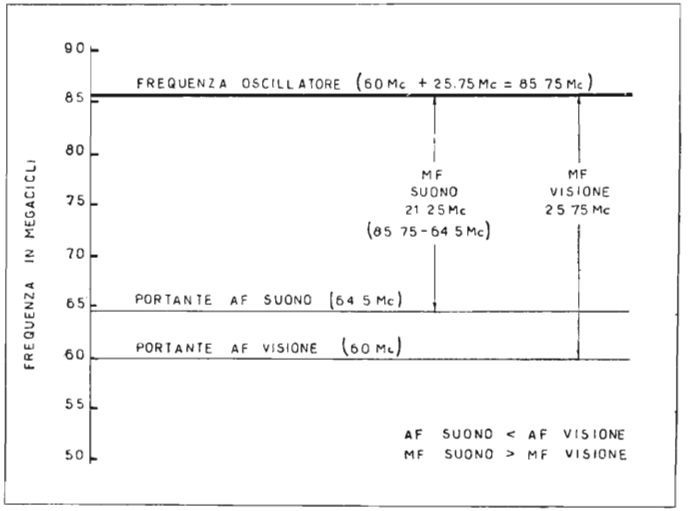


Fig. 16.2. - Conversione di frequenza dei segnali TV visione e suono.

Nel tredicesimo canale, da 210 a 216 megacicli, la portante AF visione è a 211,25 megacicli e la centrobanda AF suono è a 215,75 megacicli; la frequenza d'oscillatore è a 237 megacicli; dopo la conversione si ottengono le due medie frequenze: 237 — 211 = 25,75 megacicli, MF visione; e 237 — 215,25 = 21,25 megacicli, MF suono.

Nelle supereterodine TV vi sono tre amplificatori, uno ad alta frequenza, con banda passante di 6 megacicli, come indica la fig. 16.3, nella quale sono presenti tanto i segnali AM-visione quanto i segnali FM-suono, e due amplificatori

a media frequenza, uno per i segnali AM-visione, a 25,75 megacicli, con banda passante di 4,5 megacicli, e l'altro per i segnali FM-suono, a 21,25 megacicli, con banda passante di 0,1 megacicli.

Affinchè l'intero canale TV possa passare attraverso l'amplificatore alta frequenza, è necessario che i suoi circuiti accordati siano pesantemente caricati e strettamente accoppiati, in modo da ottenere una curva di risposta molto appiattita, tale da consentire la pressocchè uniforme amplificazione di tutte le frequenze presenti nel canale TV. È perciò che nei ricevitori TV ad alta amplificazione, sono assai spesso adoperati triodi per l'amplificazione AF, data la loro minore resistenza interna, adatta per impedenze dei circuiti accordati comprese tra 2 000 e 10 000 ohm. Inoltre, i triodi presentano un rumore di fondo minore di quello dei pentodi, e ciò è molto importante nello stadio AF, data la fortissima amplificazione da parte degli stadi successivi.

La curva di risposta dell'amplificatore MF-visione è anche essa molto piatta, data la banda passante di 4,5 megacicli; poichè non è possibile ottenere una soddisfacente curva di risposta comune a tutti gli stadi MF-visione, che generalmente sono da due a cinque, ciascuno degli stadi viene tarato in modo da fornire una serie di curve di risposta tale da ottenere la curva complessiva desiderata. È perciò che gli stadi MF-visione vengono tarati su frequenze molto diverse, e viene richiesta da ciascuno di essi una determinata curva di risposta, propria per ciascuno stadio. È questa una delle caratteristiche essenziali delle supereterodine per TV.

La fig. 16.4 riporta in alto la curva di risposta normale dell'amplificatore alta frequenza; la profondità della sella non eccede, in genere, il 30 %. In basso, nella stessa figura, sono riportate le curve normali degli amplificatori a media frequenza; a sinistra è segnata la curva MF-suono, che è di forma normale; a destra è segnata quella della MF-visione, e precisamente la curva ideale è tratteggiata e la pratica è a tratto pieno. Va notato che la curva ideale non è costituita

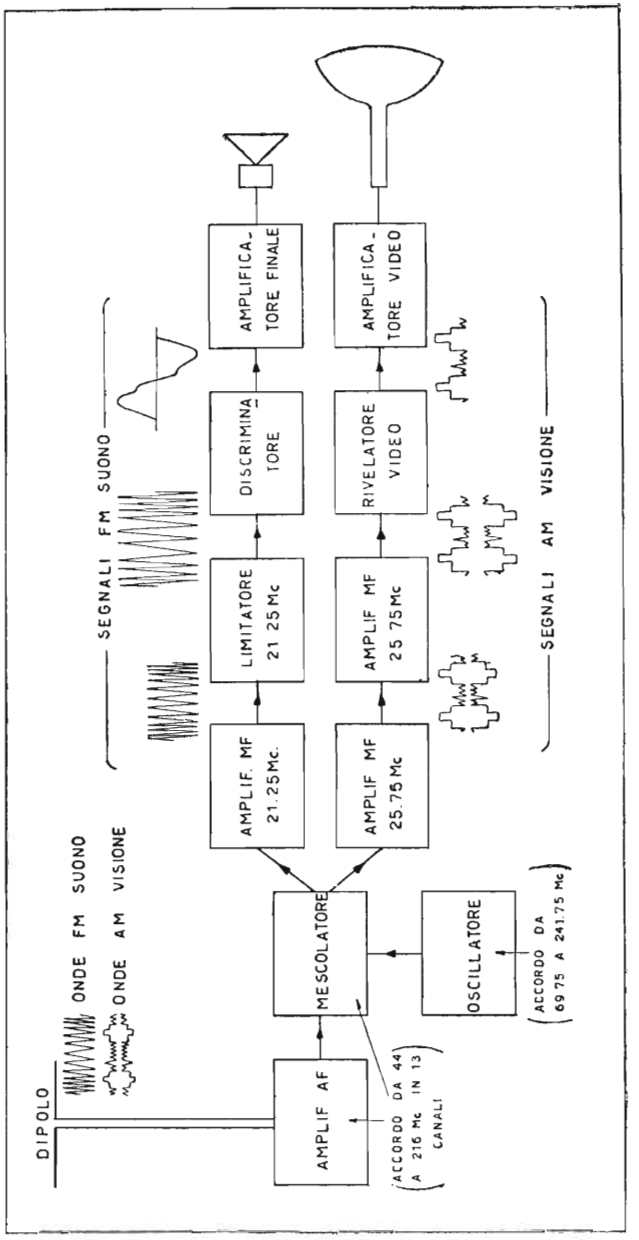


Fig. 16.3. - I segnali suono sono FM, quelli di visione sono AM.

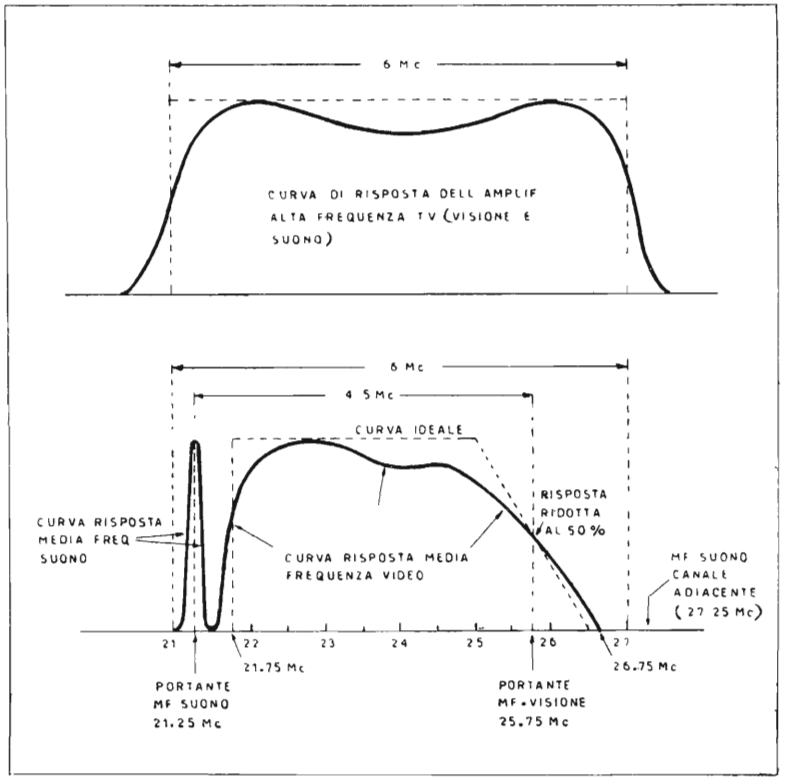


Fig. 16.4. - In alto, curva di risposta dell'amplificatore alta frequenza. In basso, curve di risposta dei due amplificatori media frequenza.

dal solito rettangolo, poichè la risposta alla frequenza portante deve essere del 50 % minore, e ciò dato il sistema di trasmissione impiegato, e del quale è stato detto.

La banda passante media frequenza visione ha inizio a circa 21,5 megacicli ed a termine a circa 26,75 megacicli.

Ecco un raffronto fra le medie frequenze dei principali tipi di apparecchi radio:

Apparecchi AM comuni:

Media frequenza da 450 a 470 kc, con banda passante di 9 o 10 kc.

Apparecchi a frequenza modulata (FM):

Media frequenza a 10,7 Mc, con banda passante di 150 kc.

Apparecchi riceventi di televisione:

Media frequenza visione a 25,75 Mc, con banda passante di 4 500 kc.

Media frequenza suono a 21,25 Mc, con banda passante di 100 kc.

L'amplificazione AF nei ricevitori per TV.

Nei ricevitori per TV l'amplificazione AF è spesso affidata ad un *triodo con griglia a massa*, come nell'esempio di fig. 16.5, relativo al ricevitore *General Electric* mod. 810, nel quale il pentodo 6AU6 è usato come triodo, ed ha la griglia controllo a massa. Il potenziale AF di griglia è zero, mentre quello applicato al catodo varia al variare del segnale. L'effetto sulla corrente di placca è lo stesso, come se il potenziale AF fosse applicato alla griglia controllo. In tal modo è però possibile adoperare un triodo e nello stesso tempo provvedere a schermare i circuiti d'entrata da quelli d'uscita. Lo schermo è in tal caso la griglia controllo.

L'impiego dei normali pentodi non è sempre opportuno, poichè il loro fattore di rumore di fondo è maggiore di quello dei triodi, perciò i pentodi vengono impiegati nello stadio AF solo nei piccoli ricevitori, con bassa amplificazione e piccolo schermo di visione. In tutti gli altri sono preferiti i triodi. Del resto con i pentodi non si ottiene un'amplificazione molto più elevata di quella ottenibile con i triodi, in quanto

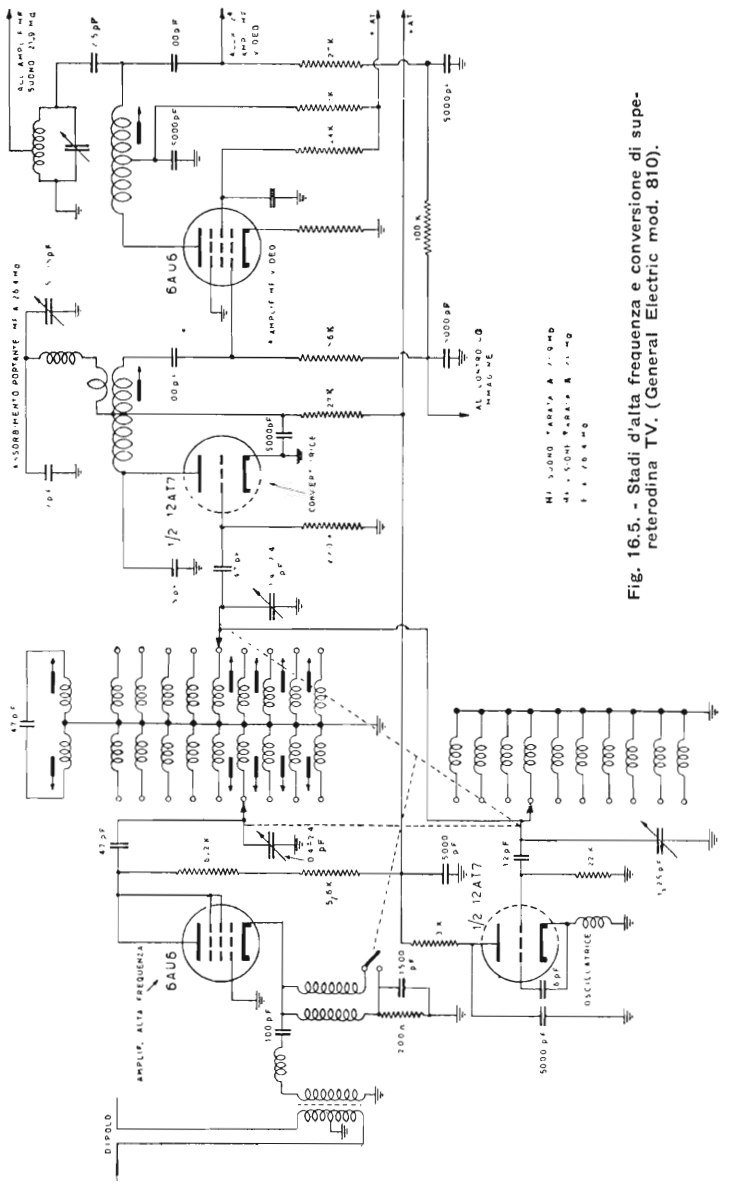


Fig. 16.5. - Stadi d'alta frequenza e conversione di supereterodina TV. (General Electric mod. 810).

il carico di placca è molto inferiore a quello che sarebbe richiesto da queste valvole, mentre è bene adatto per i triodi. Come già detto, il carico di placca è basso allo scopo di lasciar passare la larghissima banda di 6 megacicli.

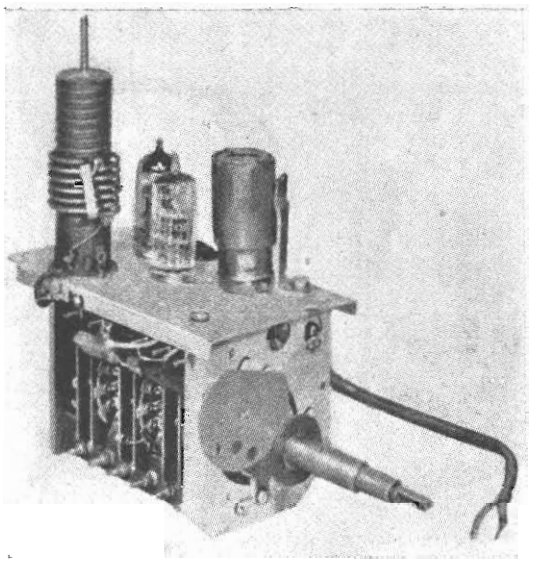


Fig. 16.6. - Gruppo cambio-canale TV, a tre valvole, tutte del tipo 6J6, una amplif. AF, una oscillatrice e una miscelatrice.

In fig. 16.5 il circuito d'entrata è collegato al catodo. Nel circuito di catodo sono presenti due bobine, delle quali una sola è inserita per i canali TV bassa, mentre sono inserite tutte e due, in parallelo, per i canali TV alta.

Tra la valvola amplificatrice AF e la mescolatrice, costituita da uno dei triodi del doppio triodo 12AT7, vi è un trasformatore AF a 9 posizioni. Si trova tra il circuito a resistenza-capacità di placca della 6AU6 e quello pure a resi-

stenza-capacità di griglia della 12AT7. I canali di ricezione sono 12, essendo escluso il primo canale a frequenza più bassa, da 44 a 50 Mc, non utilizzato attualmente per i servizi di TV. A ciascuna delle tre prime posizioni, le più alte nello schema, del cambio-canale corrispondono due canali. Alla prima posizione corrispondono i canali 8 e 9 (da 180

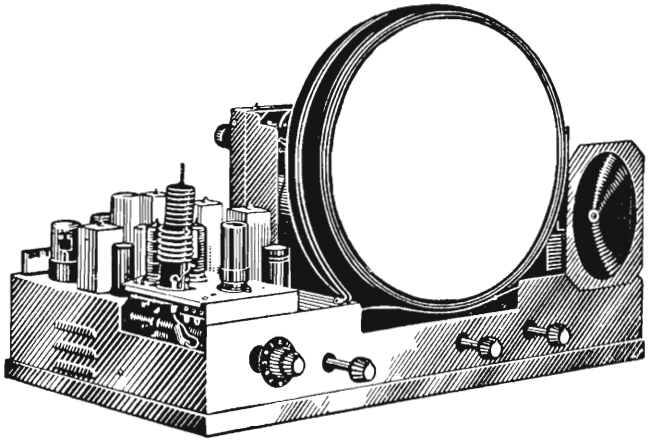


Fig. 16.7. - Aspetto esterno di ricevitore TV completo. Il gruppo cambio-canale, a sinistra, è quello di fig. 16.6.

a 186 e da 186 a 192 Mc); alla seconda posizione corrispondono i canali 10 e 11 (da 192 a 198 e da 198 a 204 Mc); alla terza, i canali 12 e 13 (da 204 a 210 e da 210 a 216 Mc).

Gli avvolgimenti del trasformatore AF sono vicini ai corrispondenti avvolgimenti del circuito accordato di oscillatore.

Ciascun avvolgimento è accordato con la propria capacità distribuita e con la capacità aggiuntiva del circuito, in modo da ottenere un alto fattore di merito con un alto rapporto L/C. Nello schema sono indicati tre condensatori variabili, ma essi sono in realtà dei compensatori di capacità ri-

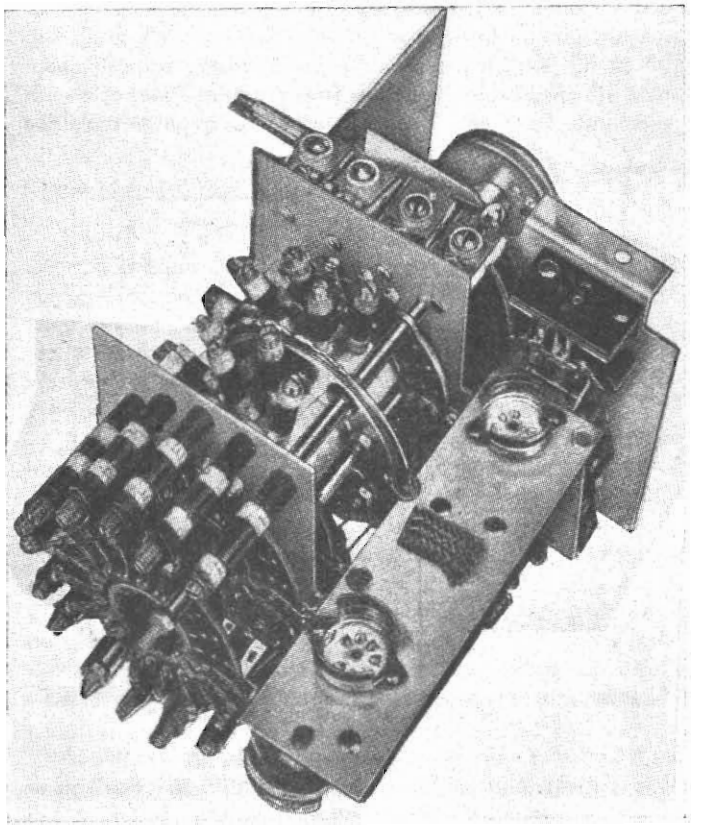


Fig. 16.8. - Gruppo alta frequenza e conversione di frequenza a 13 canali, di apparecchio TV americano.

dottissima, i quali vengono tarati soltanto nel sesto canale, in modo da ottenere la desiderata curva di risposta.

I quattro ultimi avvolgimenti del trasformatore AF sono provvisti di nucleo ferromagnetico, per l'allineamento. Gli

altri avvolgimenti, a frequenza più alta, si allineano alterando la forma delle spire.

La fig. 16.9 indica un altro esempio di stadio AF, relativo ad un piccolo ricevitore per TV (*Tele-Tone*). L'accoppiamento tra l' amplificatrice AF 6AP6 o la mescolatrice

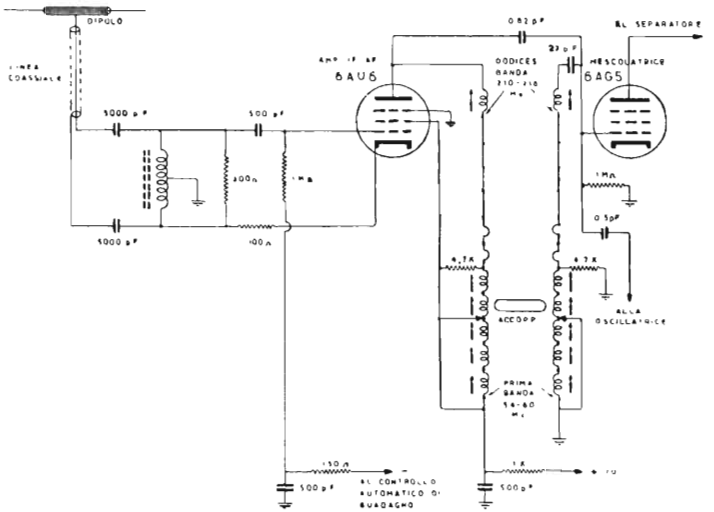


Fig. 16.9. - Nelle piccole supereterodine TV gli stadi d'amplificazione AF e d'entrata sono più semplici.

6AG5 è ottenuto con un condensatore di 0,82 pF e con un anello accoppiatore posto tra il circuito accordato di placca e quello di griglia.

Gli avvolgimenti corrispondenti ai 12 canali — anche in questo caso manca quello a frequenza più bassa — sono posti in serie e vengono cortocircuitati quando sono esclusi. Gli avvolgimenti hanno inizio con due bobine a nucleo ferromagnetico, con le quali è ottenuto l'allineamento generale.

Alla griglia controllo della amplificatrice AF è applicata la tensione negativa di polarizzazione, prelevata da uno dei diodi della valvola rivelatrice seguente l'amplificatore media frequenza visione. È il solito circuito CAV che nei ricevitori per TV vien detto *circuito CAG, controllo automatico di guadagno.*

Separazione dei segnali MF.

Poichè la captazione, l'amplificazione AF e la conversione di frequenza dei segnali AM-visione e FM-suono è comune, mentre invece vi è un amplificatore MF per i segnali AM-visione e un altro per i segnali FM-suono, alla uscita dello stadio convertitore vi è un *trasformatore di conversione*, il quale provvede alla necessaria separazione dei segnali stessi. È detto anche *trasformatore separatore.*

Il primario di tale trasformatore è accordato su tutta la banda passante delle frequenze di conversione, da 21 a 26,75 megacicli circa, ed è collegato all'entrata dell'amplificatore di media frequenza visione. Il secondario agisce da filtro di assorbimento, ed è accordato alla sola media frequenza suono, di 21,25 megacicli, con banda passante di 100 ks. In tal modo le frequenze relative alla FM-suono vengono prelevate dal circuito primario e trasferite all'entrata dell'amplificatore MF-suono, come indica la fig. 16.10.

La presenza del trasformatore separatore è bene evidente nello schema di fig. 16.11.

Un altro sistema di separazione dei due segnali MF è circa l'opposto di quello descritto. Il circuito accordato di placca della mescolatrice è collegato all'entrata dell'amplificatore MF-suono. Un secondo circuito accordato è accoppiato al primo e agisce da filtro di assorbimento per tutte le frequenze della MF-visione. Attraverso l'amplificatore MF-suono passano in tal modo tutte le frequenze FM-suono e parte delle frequenze AM-visione; ma poichè lo stadio limitatore, che segue l'amplificatore MF-suono, elimina tutti i segnali AM, tutte le frequenze della MF-visione risultano

soppresse, e al discriminatore giungono soltanto le frequenze della MF/FM-suono.

Altri sistemi ancora sono usati in pratica, con l'uso di circuiti accordati in serie.

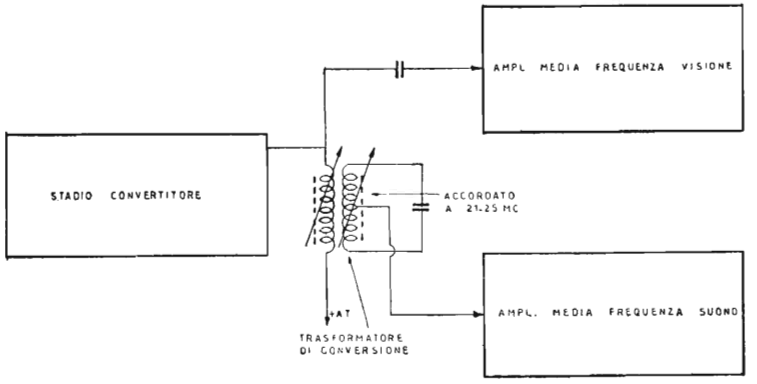


Fig. 16.10. - I segnali TV visione e suono vengono amplificati e convertiti simultaneamente. Vengono separati all'entrata dei due amplificatori MF.

L'amplificazione MF nei ricevitori TV.

Dei due amplificatori MF presenti nei ricevitori TV, quello che provvede all'amplificazione dei segnali MF-visione è il più importante, essendo richiesta ad esso l'amplificazione maggiore e dovendo esso consentire il passaggio di una banda di frequenze eccezionalmente larga, da 21,9 a 26,4 megacicli. Per effetto di questa banda passante così larga è possibile che altre frequenze passino attraverso l'amplificatore MF, particolarmente quelle del segnale MF-suono, nonchè quelle dei due canali adiacenti, a frequenza maggiore e a frequenza minore.

Benchè i segnali MF-suono siano FM, pure essi determinano un segnale BF all'uscita del rivelatore MF-visione, al

quale riesce facile raggiungere il tubo di visione, determinando sullo schermo righe bianche e nere.

È per questa ragione che i diversi stadi d'amplificazione MF-visione, il cui numero dipende dalle dimensioni dello schermo di visione, e possono essere da due a cinque, sono accordati a frequenze diverse, in modo da consentire una curva di risposta complessiva ben definita. Inoltre essi sono

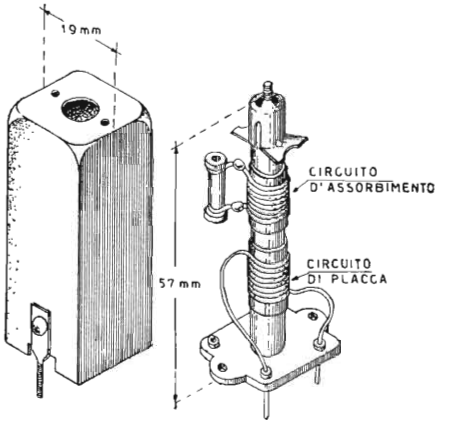


Fig. 16.11. - Media frequenza TV, ad un circuito accordato MF e uno di assorbimento.

caratterizzati dalla presenza di circuiti d'assorbimento, accordati alle varie frequenze interferenti che possono essere presenti.

È perciò che gli amplificatori MF-visione sono alquanto diversi tra di loro. Vi sono amplificatori MF-visione a trasformatori, con gli avvolgimenti sovraccoppiati e con il secondario generalmente caricato con una resistenza di 1 200 ohm in parallelo, come avviene in alcuni ricevitori della *General Electric* e della *Stewart-Warner*. Ciascun trasformatore MF è provvisto di un terzo avvolgimento, quello del circuito di assorbimento.

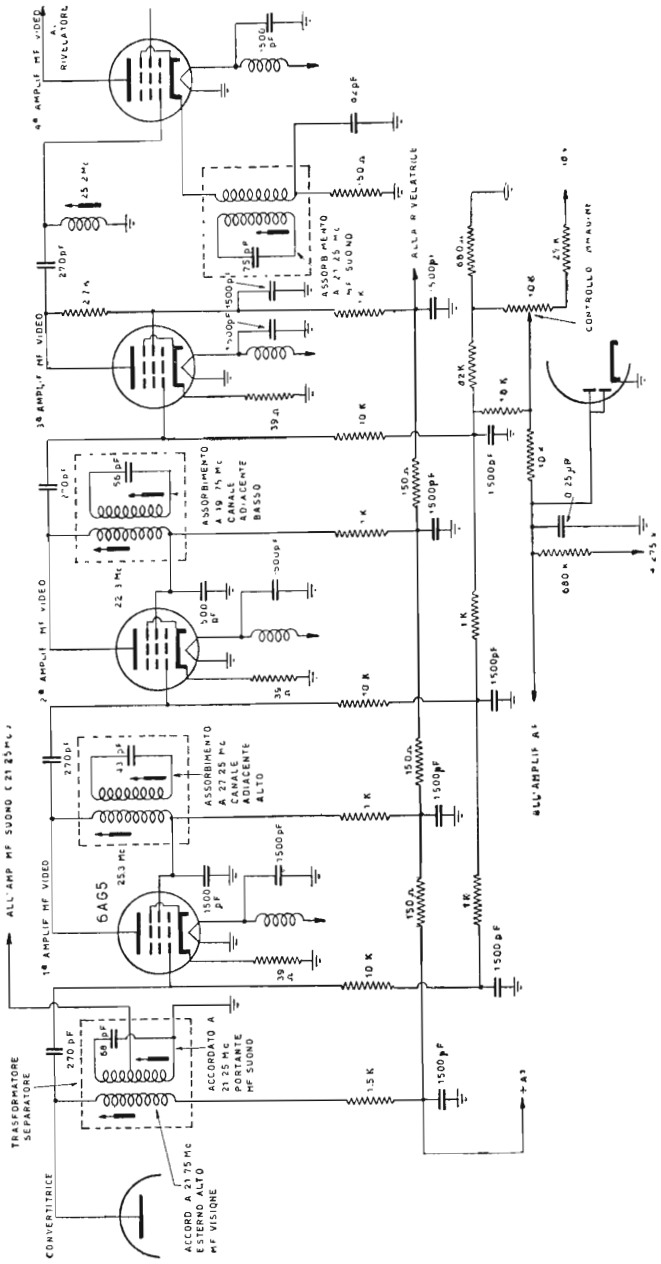


Fig. 16.12. - Amplificatore MF - Visione del televisore RCA.

In alcuni ricevitori TV vi è un primo stadio amplificatore MF in comune. La separazione dei due segnali a MF avviene dopo di esso. È questo ad es. il caso del ricevitore *General Electric* mod. 810,, i cui circuiti d'entrata e di conversione sono indicati dalla fig. 16.5. La valvola 6AU6 che segue lo stadio convertitore è appunto amplificatrice comune, MF-visione e MF-suono. Il suo circuito accordato di placca è accoppiato al circuito d'assorbimento MF-suono mediante un condensatore di 2,5 pF. La tensione che si sviluppa ai capi di tale circuito è quindi applicata all'entrata dell'amplificatore MF-suono.

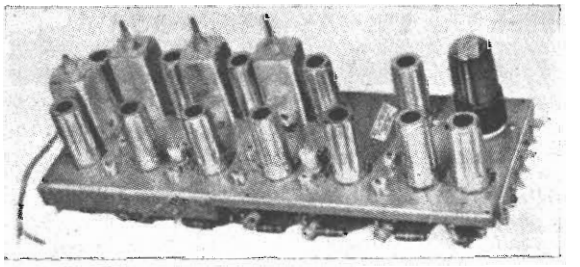


Fig. 16.13. - Esempio di doppia media frequenza (suono e visione) di ricevitore TV.

La fig. 16.12 illustra un altro amplificatore MF-visione, quello dei ricevitori RCA a grande schermo, dei quali i circuiti d'entrata sono riportati dalla fig. 16.14.

Questo amplificatore funziona con quattro valvole 6AG5. Il solo circuito di placca di ciascun stadio è accordato, ad eccezione del terzo, in cui è il circuito di griglia ad essere accordato. Questi circuiti sono tarati a frequenze diverse, ed a ciascuno di essi corrisponde una particolare curva di risposta, allo scopo di ottenere quella complessiva necessaria.

Vi sono tre circuiti d'assorbimento. Il primo è accordato alla frequenza del segnale-suono del canale TV adiacente alto, a 27,26 megacicli; il secondo è accordato alla por-

tante-visione del canale TV adiacente basso, a 19,75 megacicli; il terzo infine è accordato alla frequenza del segnale MF-suono dello stesso canale, a 21,25 megacicli. Quest'ultimo è accoppiato al circuito di catodo della quarta valvola amplificatrice MF-visione.

La tensione di polarizzazione delle varie valvole amplificatrici MF-visione della fig. 16.12 varia da — 1 V a — 14 V, a seconda della posizione del controllo immagine luminosa, detto anche controllo dei contrasti. La tensione è ottenuta con due diodi presenti in altra valvola.

Supereterodine a linea artificiale di trasmissione per TV. (Apparecchi RCA).

PRINCIPIO GENERALE. — Il comune circuito accordato a condensatore e ad induttanza, ossia « a costanti concentrate », perde efficienza a mano a mano che la sua frequenza di risonanza si eleva oltre un certo limite, intorno ai 60 megacicli. Oltre a tale limite, la capacità aggiuntiva e l'induttanza aggiuntiva del circuito (dovuta ai collegamenti, contatti, ecc.), diventa sempre più preponderante rispetto alla capacità e all'induttanza del circuito accordato vero e proprio. Può diventare eguale o addirittura superare quella del circuito. Da ciò la necessità di ridurre al minimo i collegamenti, le capacità di contatto, le induttanze dei collegamenti, ecc.

In seguito a questo fatto, ove è possibile si adoperano circuiti accordati « a costanti distribuite » anzichè « a costanti concentrate ». Un esempio è quello dei circuiti accordati a cavo coassiale, nei quali la capacità e l'induttanza sono distribuite nel cavo stesso, e dei quali è già stata indicata una applicazione pratica in apparecchi FM a pag. 260 del capitolo precedente.

Un altro tipo di circuito accordato « a costanti distribuite » è quello della linea di trasmissione usata per collegare le antenne a dipolo all'apparecchio ricevente, quando

tale linea è accordata sulla lunghezza d'onda da ricevere, generalmente sulla metà o sul quarto di tale lunghezza di onda. In alcune supereterodine, e tra di esse principalmente nelle supereterodine per TV della RCA, i tre circuiti accordati (AF, conversione oscillazione) sono appunto a linea artificiale di trasmissione sul quarto della lunghezza d'onda di ricezione.

Tali circuiti sono dunque accordati sulla lunghezza d'onda di ricezione anzichè sulla sua frequenza. Ciò è possibile poichè si tratta di onde ultracorte, di qualche metro di lunghezza. Teoricamente sarebbe possibile adoperare linee di trasmissione vere e proprie, accordate sulla lunghezza di onda. Due fili paralleli, della esatta lunghezza necessaria, costituirebbero tutto il circuito accordato. Bisognerebbe cortocircuitare i due fili al punto necessario per le diverse lunghezze d'onda, che nel caso della TV sono, come detto, 13, essendo 13 i canali di trasmissione.

In pratica ciò non è possibile, poichè gli apparecchi risulterebbero troppo ingombranti, almeno per quelli destinati alle ricezioni TV. Ciò è invece possibile quando si tratta di microonde, inferiori al metro. Per le applicazioni TV si adoperano perciò linee di trasmissione artificiali, con le stesse caratteristiche di quelle normali, ma tali da risultare meno ingombranti.

ESEMPIO PRATICO (RICEVITORI TV DELLA RCA). — La fig. 16.14 illustra i circuiti accordati a linea artificiale di trasmissione parallela, relativi all'amplificazione AF e alla conversione di frequenza, delle supereterodine per TV della RCA.

All'entrata del ricevitore vi è una induttanza con presa al centro, scopo della quale è di mettere a massa le frequenze basse captate dall'antenna a dipolo. Seguono quindi, tramite due condensatori fissi, le due resistenze terminali della linea di trasmissione dell'antenna la cui impedenza è di 300

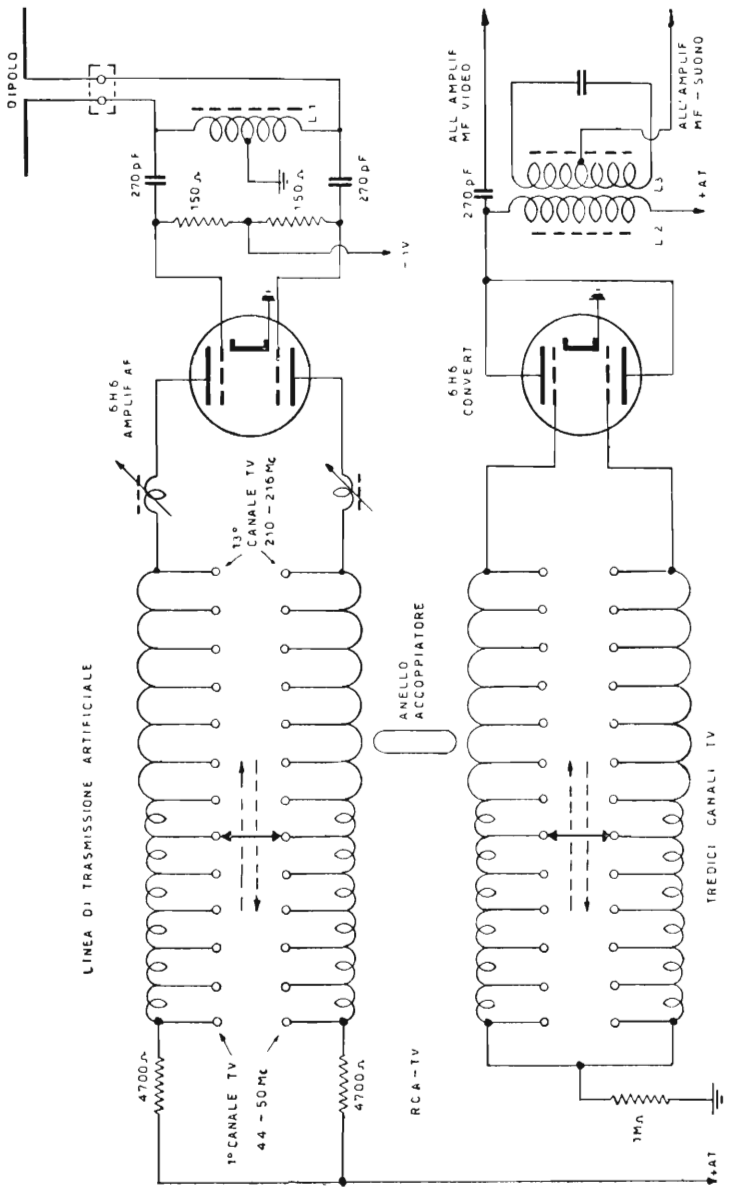


Fig. 16.14. - Circuiti accordati a linea artificiale di trasmissione. (Supereterodine TV della RCA).

ohm, per cui tali resistenze sono di 150 ohm ciascuna. Esse hanno anche lo scopo di consentire l'applicazione della tensione negativa di polarizzazione.

La valvola amplificatrice AF è un doppio triodo miniatura 6H6. Le due placche sono collegate alla prima linea artificiale di trasmissione, accordata sul quarto delle varie lunghezze d'onda da ricevere. La linea è bilanciata, dato che deve corrispondere a due conduttori rettilinei e paralleli della stessa lunghezza, e ciò con bobine in serie a ciascuna delle 13 sezioni della linea stessa. In realtà si tratta soltanto di striscioline d'argento, due per ciascuna sezione della linea, e ciò per i sei canali a frequenza più alta. Il tredicesimo canale corrisponde alla banda da 210 a 216 megacicli.

Le due bobine a nucleo ferromagnetico variabile collegate alle placche servono per la variazione d'induttanza. Gli altri sei settori della linea comprendono altrettante coppie di bobine, ciascuna delle quali ha la forma di una 8.

La valvola convertitrice è anch'essa un doppio triodo miniatura 6H6, e fa capo alla seconda linea artificiale di trasmissione. Le due linee di trasmissione sono accoppiate strettamente mediante un anello accoppiatore. L'accoppiamento stretto è necessario data la larghezza di 6 megacicli della banda passante.

Ciascuna delle due linee viene cortocircuitata da un apposito settore mobile nel punto corrispondente al canale TV al quale il ricevitore deve risultare accordato. Una terza linea di trasmissione, eguale alle due prime, fa capo ad una terza valvola 6H6, l'oscillatrice. Un secondo anello collega la seconda linea con la terza. In figura sono indicate, per semplicità, soltanto le due prime linee di trasmissione.

Le placche della seconda 6H6, la convertitrice, sono collegate insieme, fanno capo al primario del trasformatore di conversione, e proseguono verso l'amplificatore media frequenza visione. Il primario è accordato alla frequenza di 26,4 megacicli; il secondario è invece accordato alla frequenza di 21,9 megacicli, corrispondente a quella dell'am-

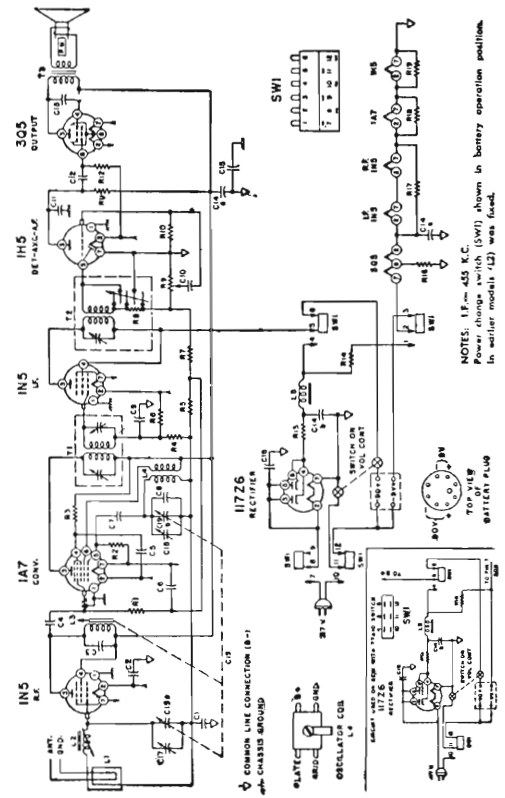
plificatore media frequenza suono. La divisione delle due medie frequenze, visione e suono, avviene tramite questo trasformatore di conversione, come già detto.

I circuiti effettivi sono un po' più complessi di quelli riportati dalla figura; ciascuno dei triodi è provvisto di compensatore di neutralizzazione; l'accoppiamento tra le varie linee è completato da condensatori fissi; inoltre alcuni accorgimenti sono presi per rendere spedito l'allineamento.

PARTE TERZA

SCHEMARIO DEGLI APPARECCHI RADIO DI PRODUZIONE AMERICANA

ADMIRAL MOD. 6E1


1N5
R.F.
1A7
CONV.
1N5
I.F.
1H5
DET.-AVC-A.F.
3Q5
OUTPUT
SW1
1L7
1B5
1F5
1N5
1B3
1B8
1N5
1H5
1N5
1A7
1N5
1L6
1N5
1H5
1N5
1A7
1N5
1L6
1N5
1H5
1N5
1A7
1N5
1L6

AIR KING MOD. 4604D

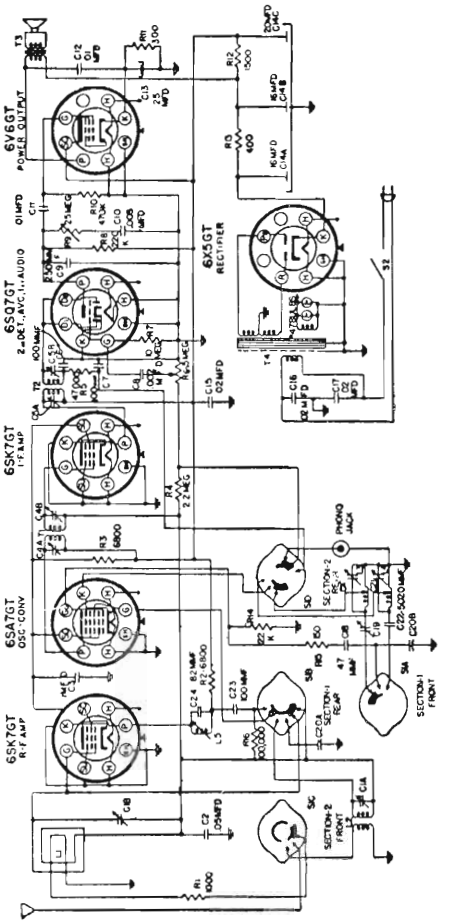
RESISTENZE

R 1 = 100.000 ohm
R 2 = 220.000 ohm
R 3 = 47.000 ohm
R 4, R 5, R 6 = 4,7 megohm
R 7 = 3,3 megohm
R 8 = 50.000 ohm
R 9 = 1 megohm
R 10 = 15 megohm
R 11 = 1 megohm
R 12 = 2,2 megohm
R 13 = 22 ohm
R 14 = 2450 ohm
R 16 = 1500 ohm
R 17 = 570 ohm
R 18 = 220 ohm
R 19 = 120 ohm

CONDENSATORI

C 1 = 50.000 pF
C 2 = 0,5 Mf
C 3 = 420 pF
C 4, C 11 = 250 pF
C 5, C 6, C 9, C 10, C 12 = 10.000 pF
C 7 = 50 pF
C 8 = 15 pF
C 13 = 2000 pF
C 14A, C 1 B, C 1 C = 50/30/100 Mf, 150/150/25 V
C 15 = 0,2 Mf
C 16 = 50.000 pF
C 17, C 18 = trimmer
C 19 = variabile.

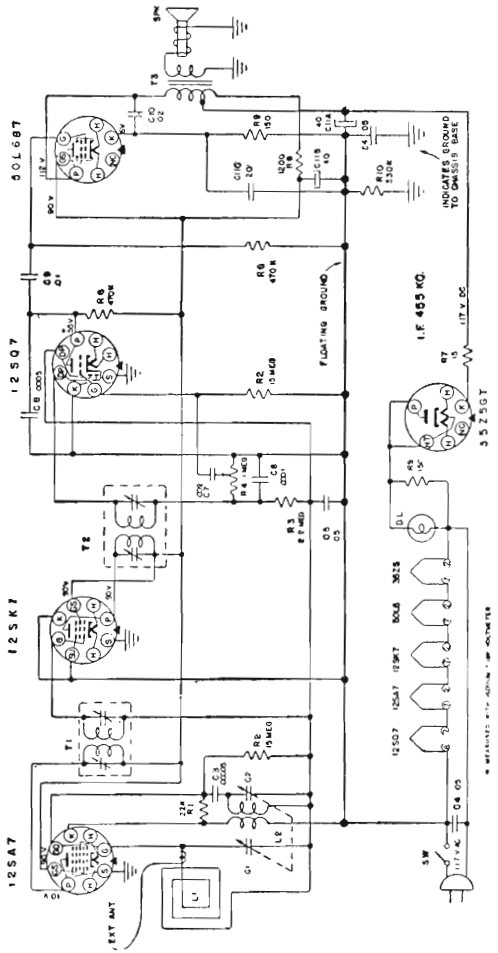
AIR KING MOD. 4604D



AIR KING MOD. 4604D

Ricevitore di dimensioni normali, con valvola AF disinseribile, telaio e antenna, valvole GT.

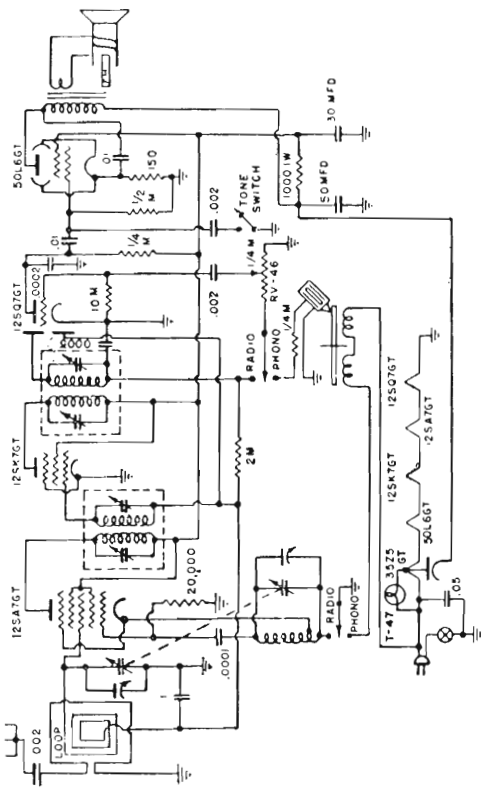
ARVIN MODD. 152T - 153T



ARVIN MODD. 152T - 153T

Piccola supereterodina CA/CC, con valvole GT, telaio interno o antenna esterna (ext. ant.).

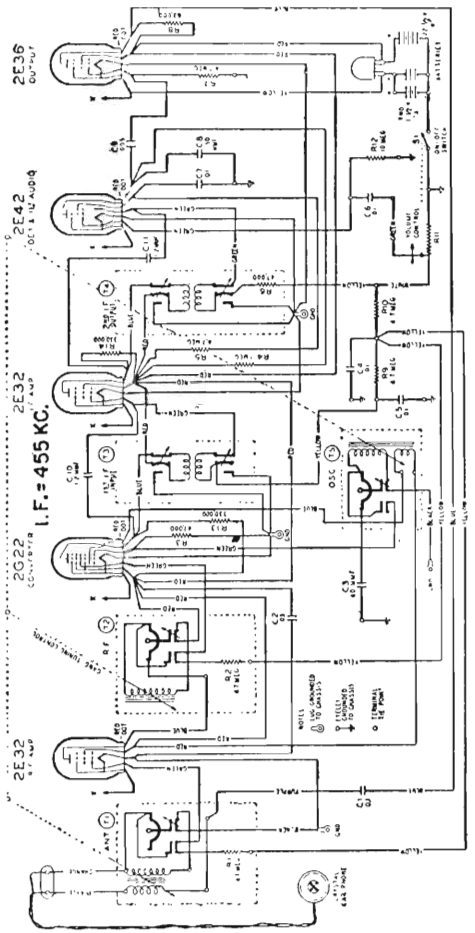
AUTOMATIC MOD. 640



AUTOMATIC MOD. 640

Piccolo radiofonografo CA/CC, con valvole GT serie "single ended", antenna e telaio interno inversore tono.

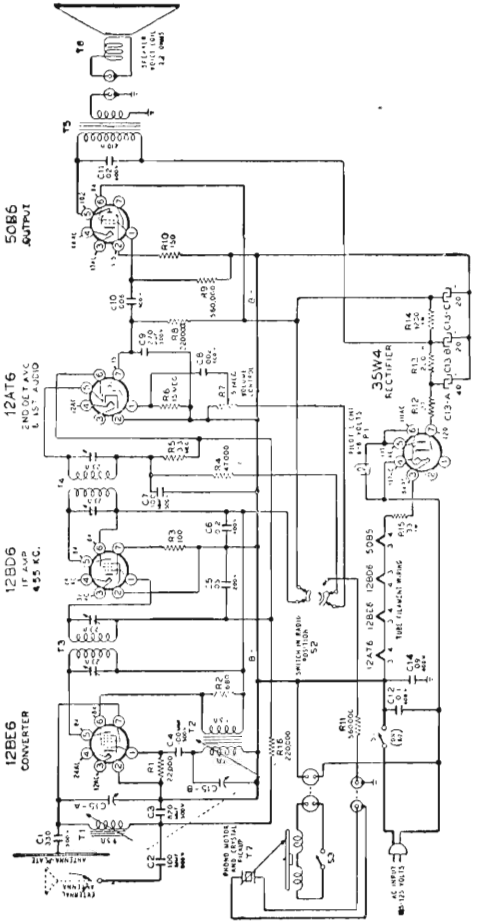
BELMONT MOD. BOULEVARD



BELMONT MOD. BOULEVARD

Tascabile con valvole subminiatura, alimentato a pile, con ricevitore telefonico a cristallo, il cordone del quale è utilizzato anche come antenna ricevente.

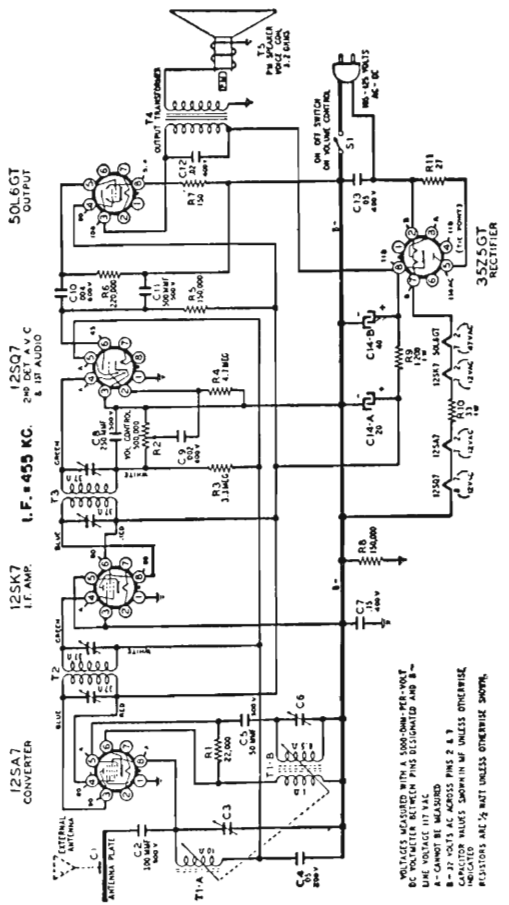
BELMONT MOD. 5D110



BELMONT MOD. 5D110

Piccolo radiofonografo, con ricevitore a permeabilità variabile, valvole miniatura e antenna a piastra metallica interna.

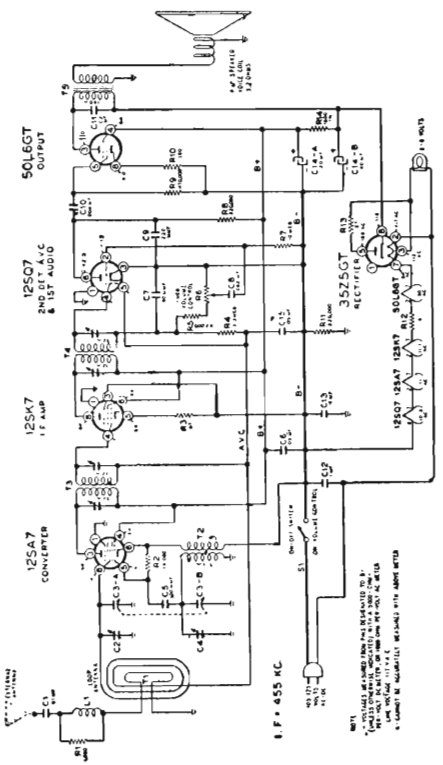
BELMONT MOD. A-5D118



BELMONT MOD. A-5D118

Piccola supereterodina a permeabilità variabile, con valvole GT " single ended ", antenna a piastra metallica interna.

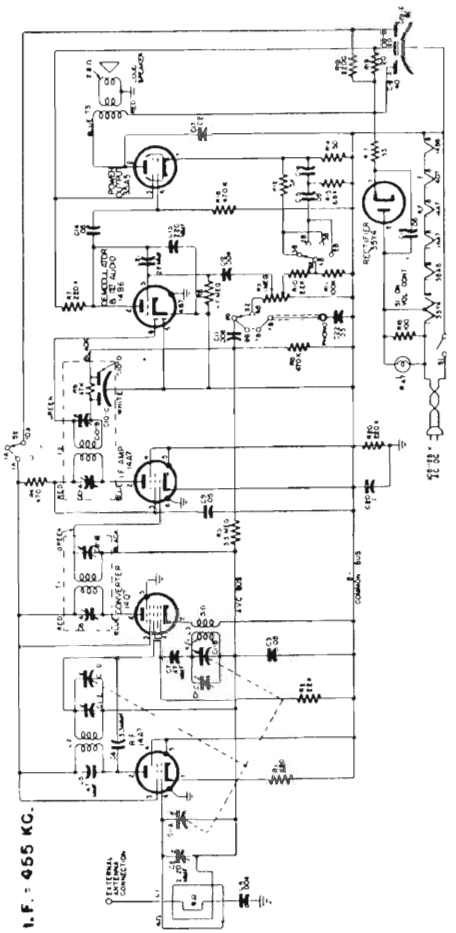
BELMONT MOD. 5D128



BELMONT MOD. 5D128

Piccola supereterodina CA/CC, valvole GT, " floating ground ", telaio interno e presa per antenna.

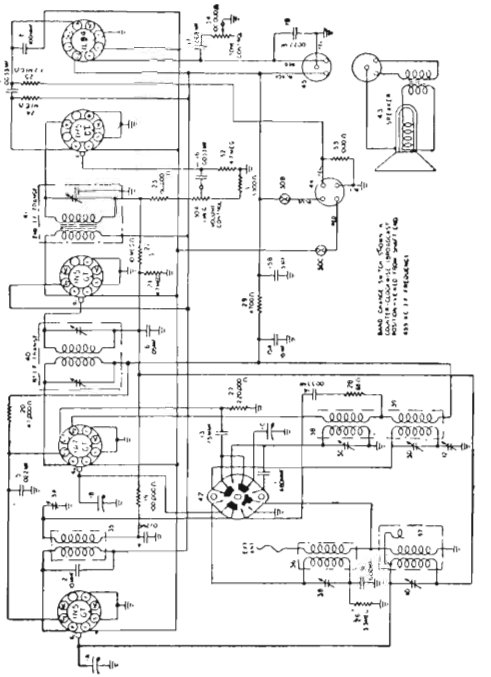
BENDIX MOD. 636 A



BENDIX MOD. 636 A

Piccola supereterodina CA/CC con valvole loctal, provvista di amplificazione AF, antenna esterna e telaio interno.

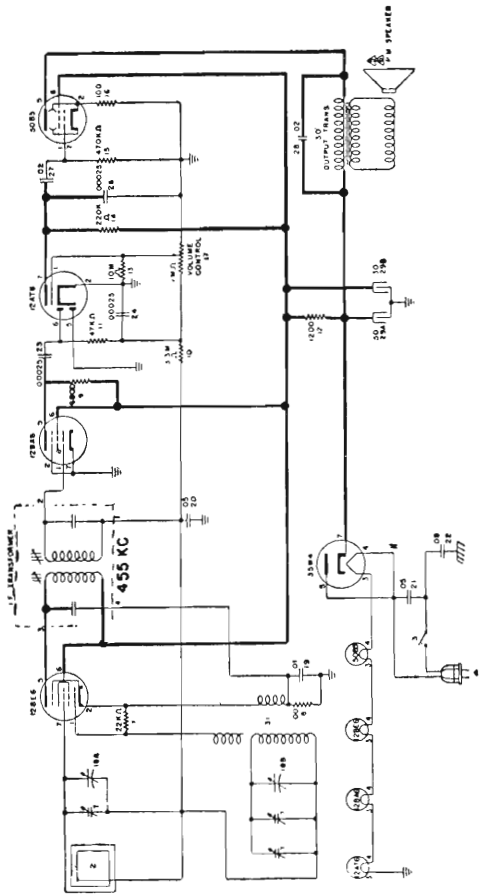
CROSLEY MOD. 56FC



CROSLEY MOD. 56FC

Portatile a pile, con due gamme d'onda, inversore nella posizione OM, valvole GT.

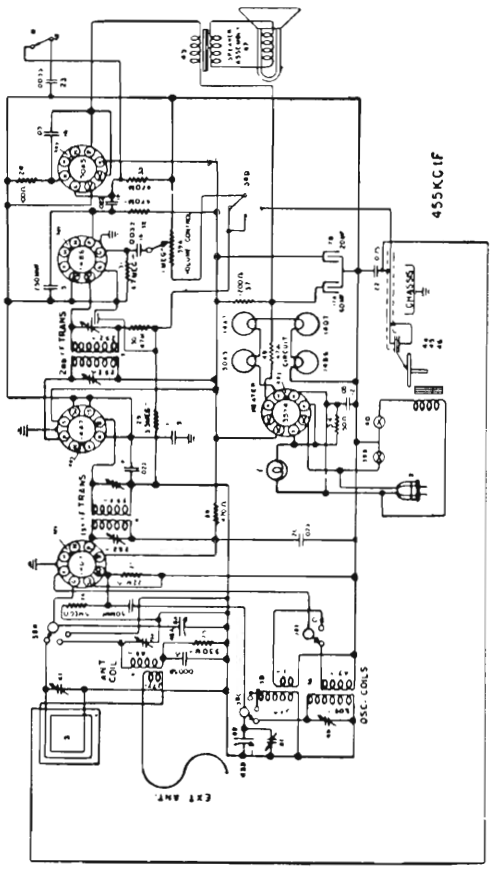
CROSLEY MOD. 56TK



CROSLEY MOD. 56TK

Piccola supereterodina CA/CC, con valvole miniatura e telaio di ricezione interno.

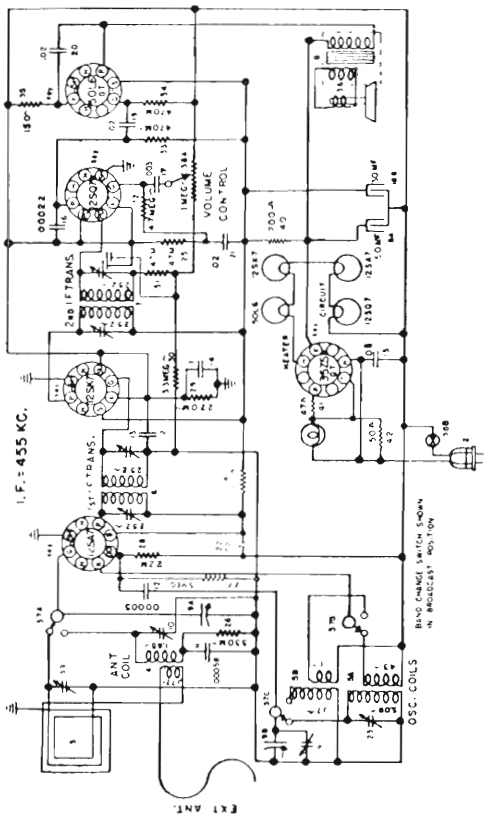
CROSLEY MOD. 56TP-L



CROSLEY MOD. 56TP-L

Piccolo radiofonografo con valvole loctal, a due gamme d'onda, con antenna esterna e telaio interno.

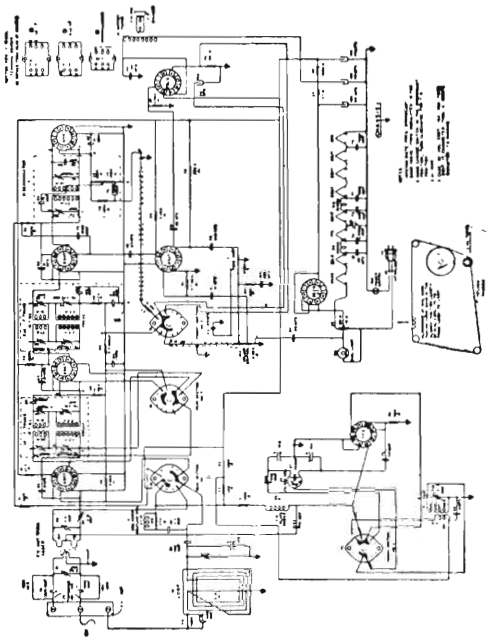
CROSLEY MOD. 56XTA



CROSLEY MOD. 56XTA

Piccola supereterodina CA/CC, a due gamme d'onda, telaio e antenna.

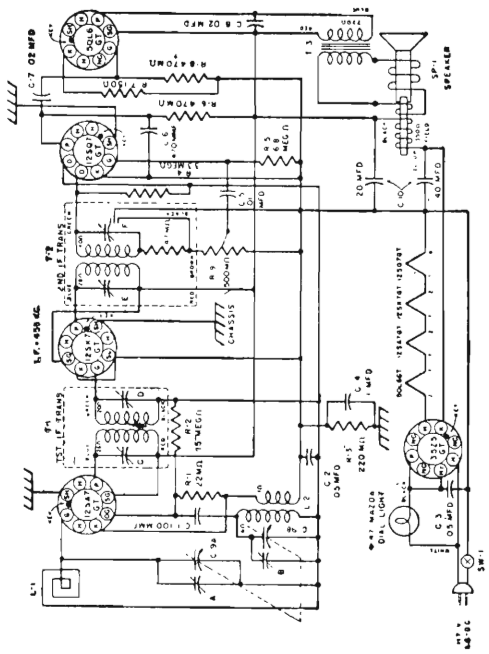
CROSLEY MODD. 88TA-88TC



CROSLEY MODD. 88TA - 88TC

Ricevitore a modulazione d'ampiezza e di frequenza, con trasformatori MF separati, telaio per AM e antenna per FM.

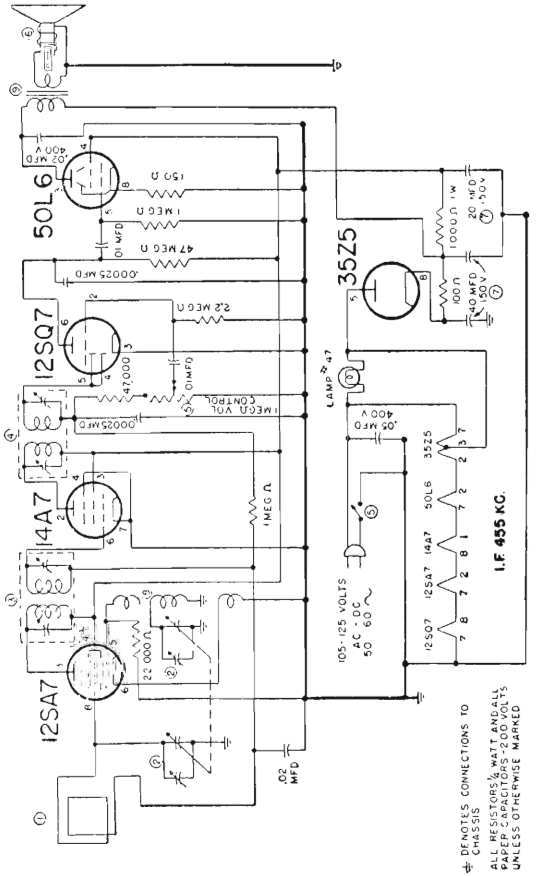
DETROLA MOD. 571 A/B



DETROLA MOD. 571 A/B

Piccola supereterodina CA/CC, valvole GT, telaio interno, e " floating ground ".

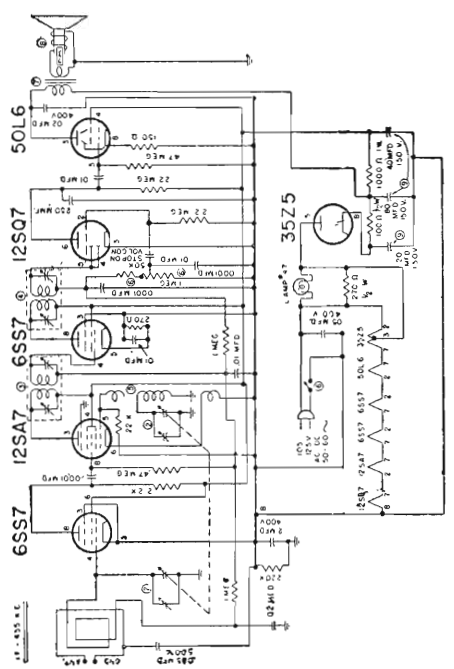
GAROD MOD. 5A4



GAROD MOD. 5A4

Piccola supereterodina CA/CC, valvole GT e loctal, telaio interno.

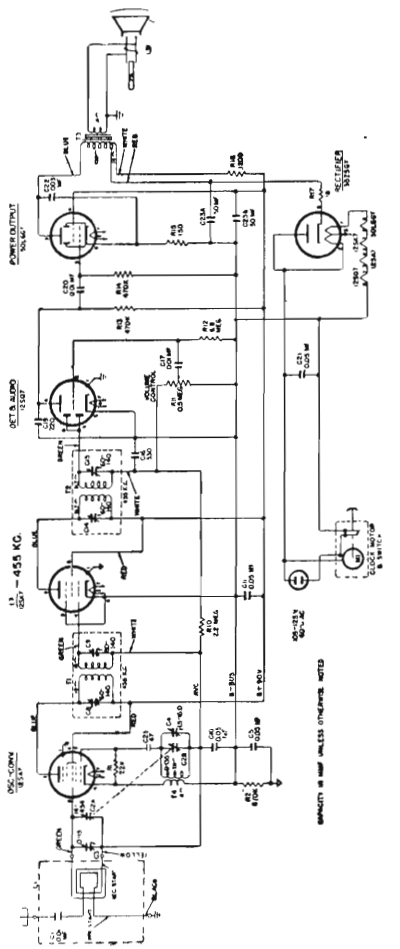
GAROD MOD. 6AU-1



GAROD MOD. 6AU-1

Piccola supereterodina CA/CC, con valvola amplificatrice AF accoppiata a resistenza-capacità, telaio interno e presa d'antenna.

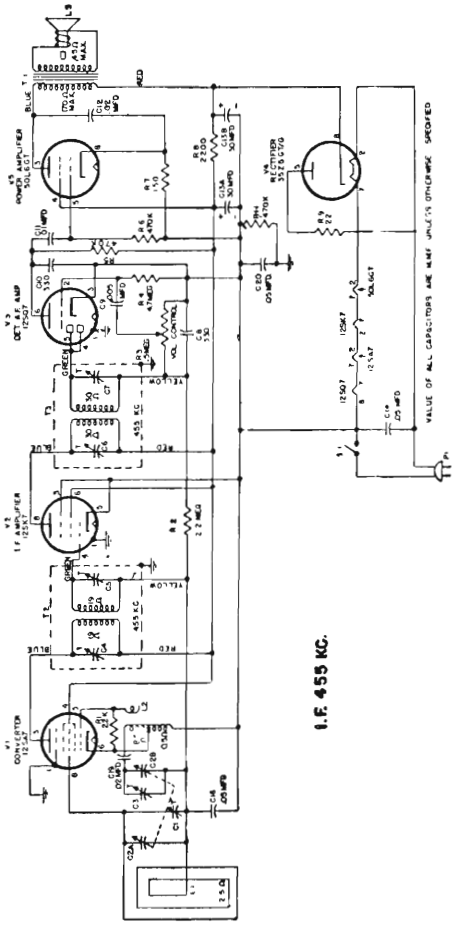
GENERAL ELECTRIC MOD. 60



GENERAL ELECTRIC MOD. 60

Piccola supereterodina CA/CC, con valvole "single ended", antenna e telaio, e interruttore rete-luce comandabile da orologio.

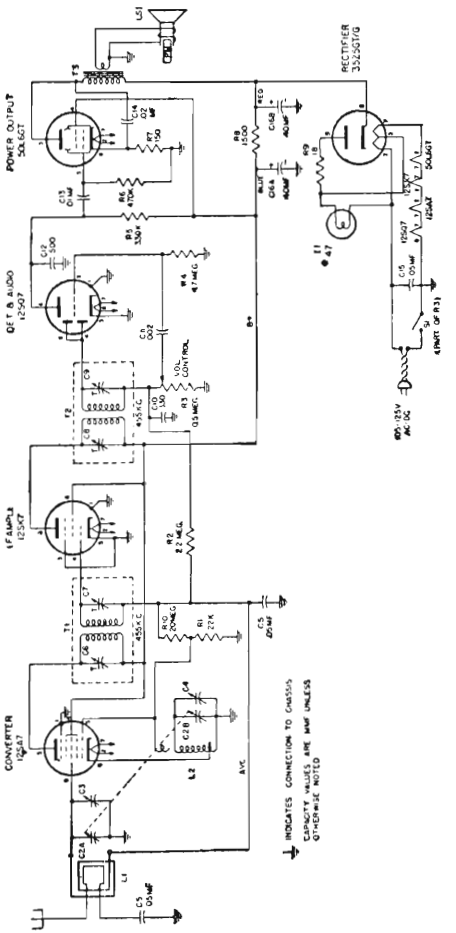
GENERAL ELECTRIC MODD. 102-115



GENERAL ELECTRIC MODD. 102-115

Piccola supereterodina CA/CC; con "floating ground", telaio di ricezione interno.

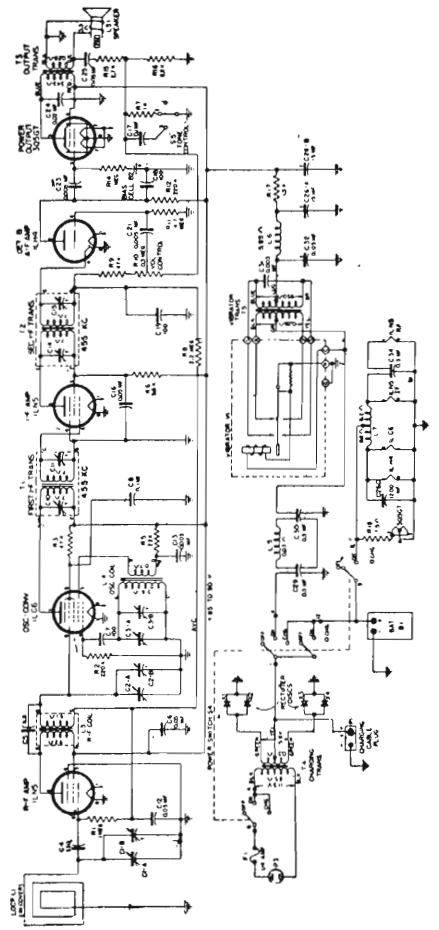
GENERAL ELECTRIC MOD. 110



GENERAL ELECTRIC MOD. 110

Piccola supereterodina CA/CC, valvole GT, telaio e antenna.

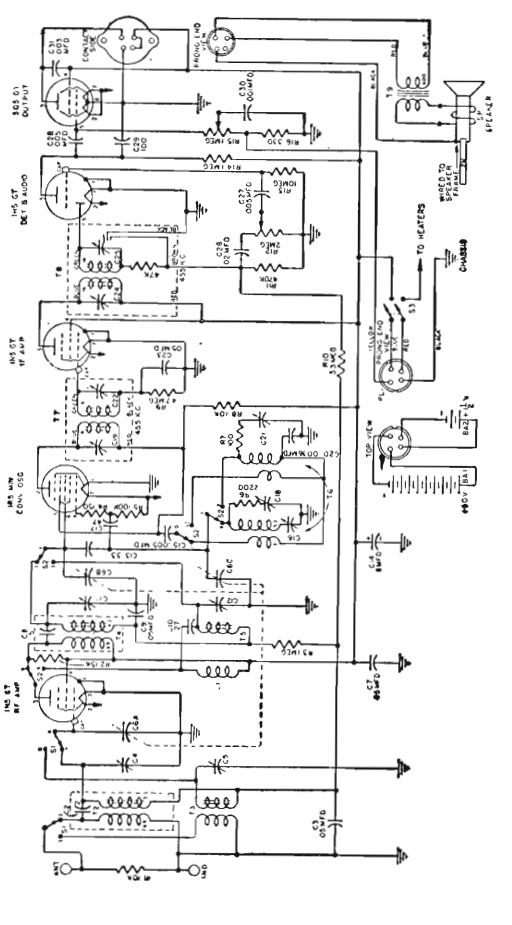
GENERAL ELECTRIC MOD. 250



GENERAL ELECTRIC MOD. 250

Portatile tipo campeggio, con accensione ad accumulatore provvisto di rettificatore a selenio per la ricarica. Alimentazione anodica dall'accumulatore, con vibratore.

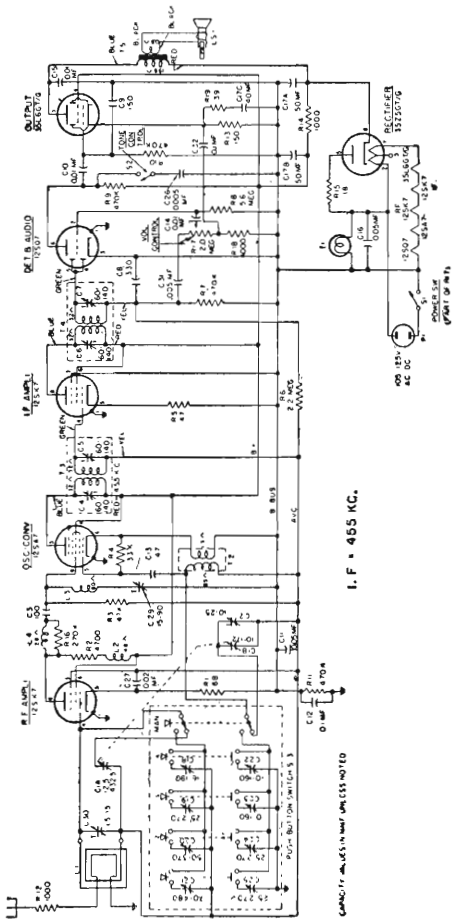
GENERAL ELECTRIC MOD. 280



GENERAL ELECTRIC MOD. 280

Portatile a pile, con due gamme d'onda, una valvola amplificatrice in alta frequenza, valvole GT e miniatura.

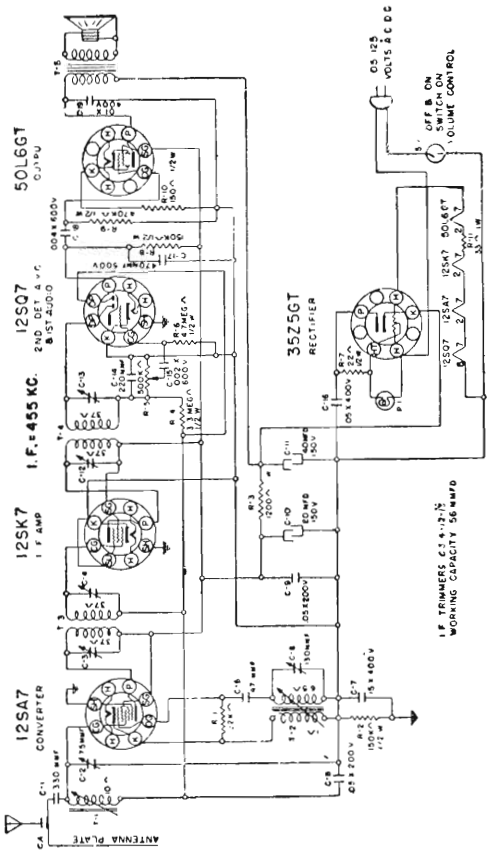
GENERAL ELECTRIC MOD. 321



GENERAL ELECTRIC MOD. 321

Piccola supereterodina CA/CC, con valvole amplificatrici AF, sintonia a pulsanti, telaio e antenna, valvole GT.

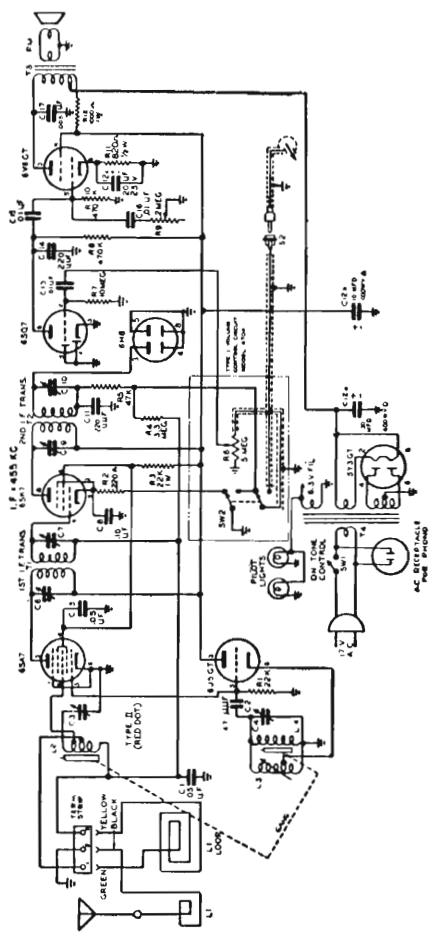
GRANTLINE MODD. 500-501



GRANTILINE MODD. 500-501

Piccola supereterodina CA/CC a induttore variabile, con piastra metallica interna per antenna.

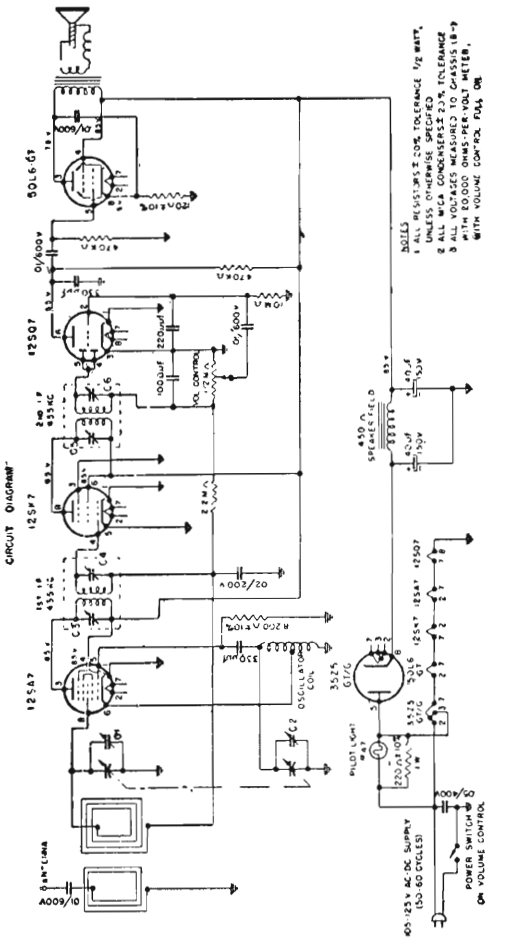
MAJESTIC MOD. 7C432



MAJESTIC MOD. 7C432

Radiofonografo con sintonia a permeabilità variabile, valvole GT, con oscillatrice e rivelatrice separate, telaio e antenna.

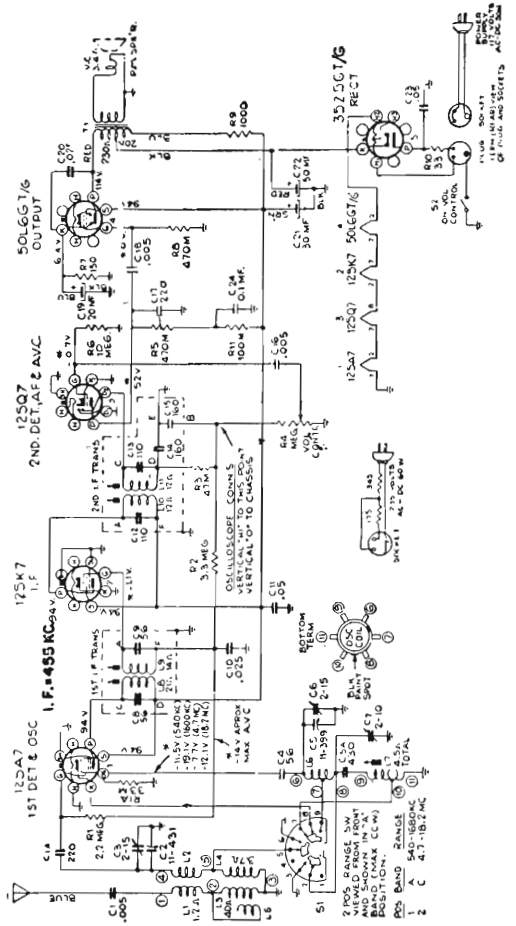
OLYMPIC MOD. 501



OLYMPIC MOD. 501

Piccola supereterodina CA/CC, valvole GT, telaio interno e presa per antenna esterna.

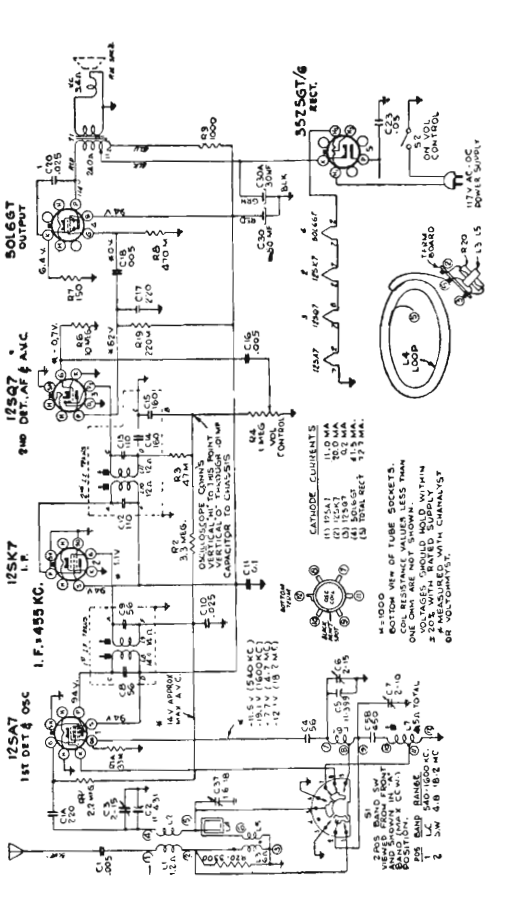
RADIO CORPORATION OF AMERICA MOD. Q10



RADIO CORPORATION OF AMERICA MOD. Q10

Piccola supereterodina CA/CC con due gamme d'onda, medie e corte, valvole GT.

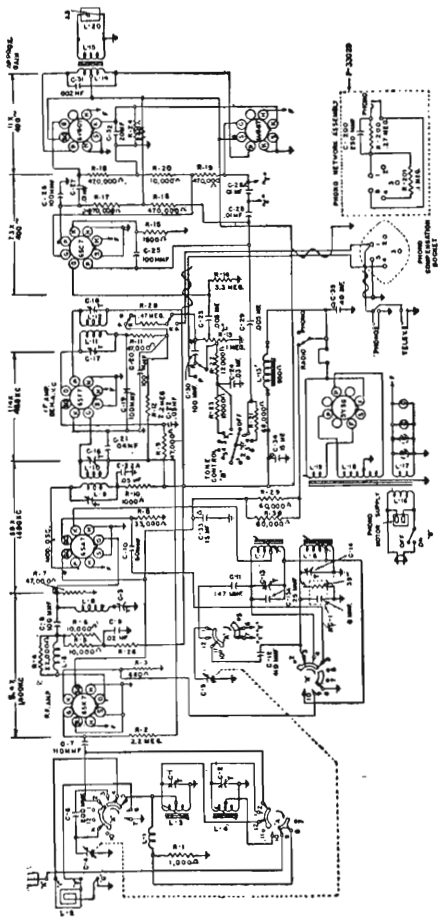
RADIO CORPORATION OF AMERICA MOD. 61



RADIO CORPORATION OF AMERICA MOD. 61

Piccola supereterodina CA/CC, gamme medie e corte, telaio interno e presa d'antenna, valvole GT.

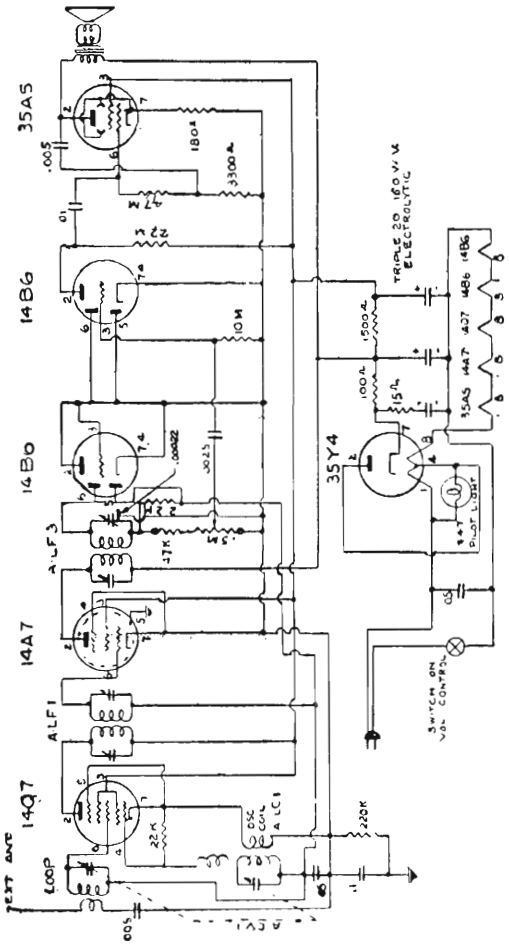
STROMBERG-CARLSON MOD. 1020



STROMBERG-CARLSON MOD. 1020

Radiofonografo a due gamme d'onda, con due finali in controfase, telaio interno e presa d'antenna.

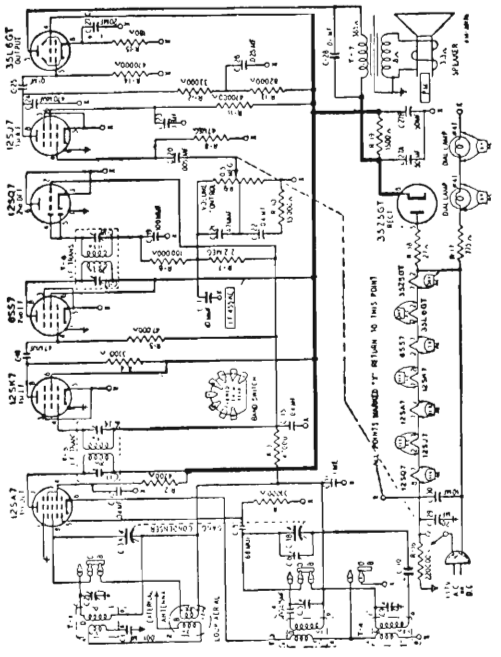
TELETONE SERIE D



TELETONE SERIE D

Piccola supereterodina CA/CC con valvole loctal, provvista di telaio interno e presa per antenna esterna.

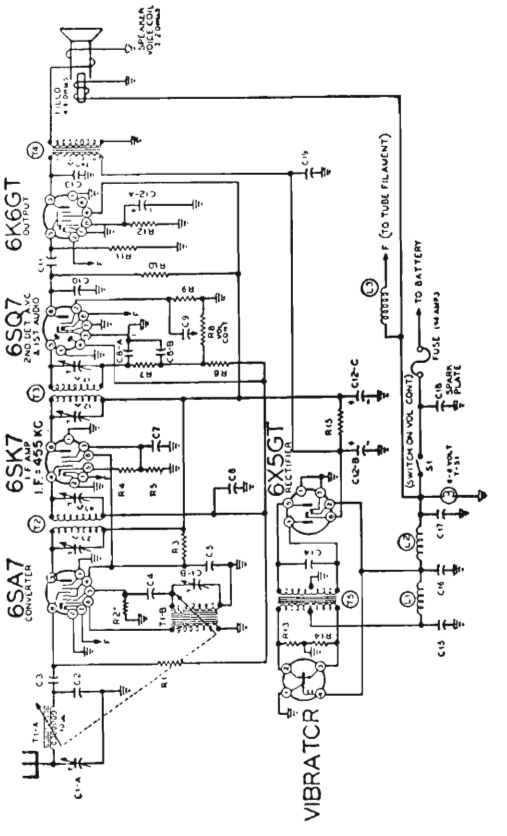
TRUETONE MOD. D2630



TRUETONE MOD. D2630

Piccola supereterodina CA/CC, con due gamme e due valvole amplificatrici a MF, accoppiate a resistenza-capacità, "floating ground".

TRUETONE MOD. D4620



TRUETONE MOD. D4620

Autoradio con sintonia a permeabilità variabile, con antenna sintonizzata.

TRUETONE MOD. D4620

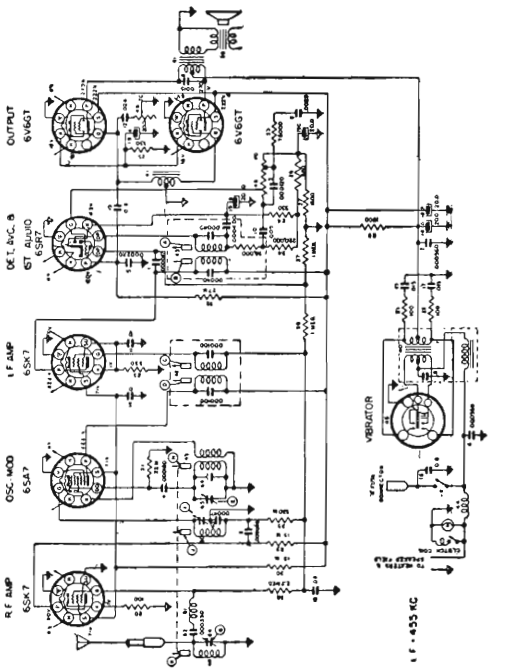
RESISTENZE

R 1 = 1 MΩ
R 2 = 33.000 Ω
R 3 = 15.000 Ω
R 4 = 150 Ω
R 5 = 330 Ω
R 6 = 3,3 MΩ
R 7 = 47.000 Ω
R 9 = 4,7 MΩ
R 10 = 0,22 MΩ
R 11 = 0,47 MΩ
R 12 = 680 Ω
R 13, R 14 = 100 Ω
R 15 = 1500 Ω

CONDENSATORI

C 1 = trimmer
C 2 = 80 pF
C 3, C 10 = 500 pF
C 4 = 200 pF
C 5 = 50.000 pF
C 6 = 50.000 pF
C 7 = 0,1 Mf
C 8A-B = 100 pF trimmer
C 9 = 20.000 pF
C 11 = 2000 pF
C 12 A/B/C = 20/15/15 Mf, 25/350/350 V
C 13 = 10.000 pF
C 14 = 3500 pF
C 15, C 16, C 17 = 0,5 Mf
C 18 = piastra scintilla
C 19 = 250 pF.

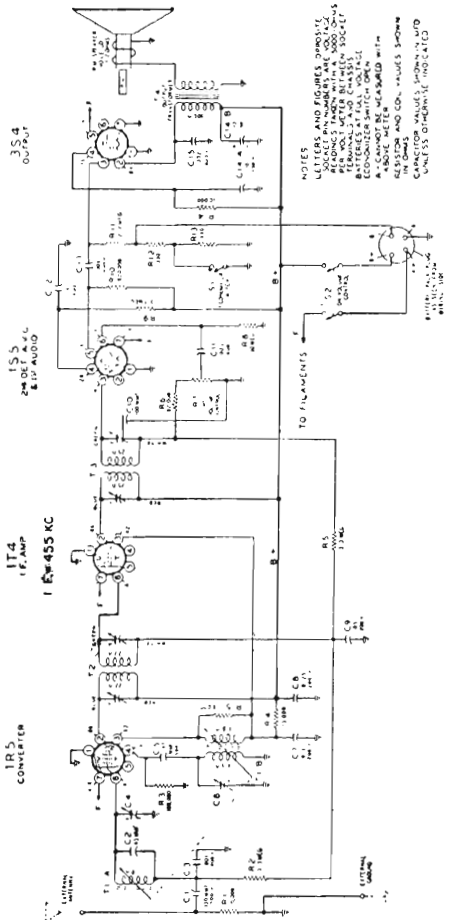
UNITED MOD. 980744



UNITED MOD. 980744

Autoradio con sintonia a permeabilità variabile e due valvole finali in controfase. Valvole GT.

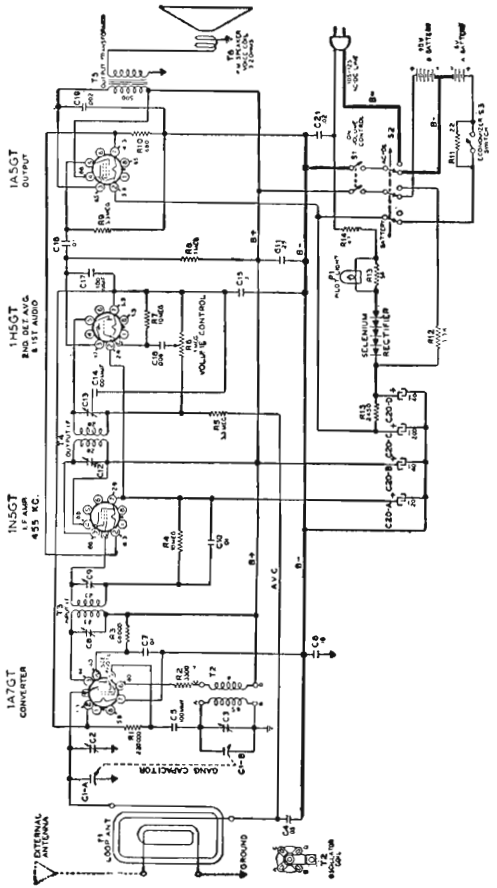
WARDS MODD. 64BR-1205/6



WARDS MODD. 64BR-1205/6

Tascabile con valvole miniatura, alimentato a pile, con sintonia ad induttore variabile.

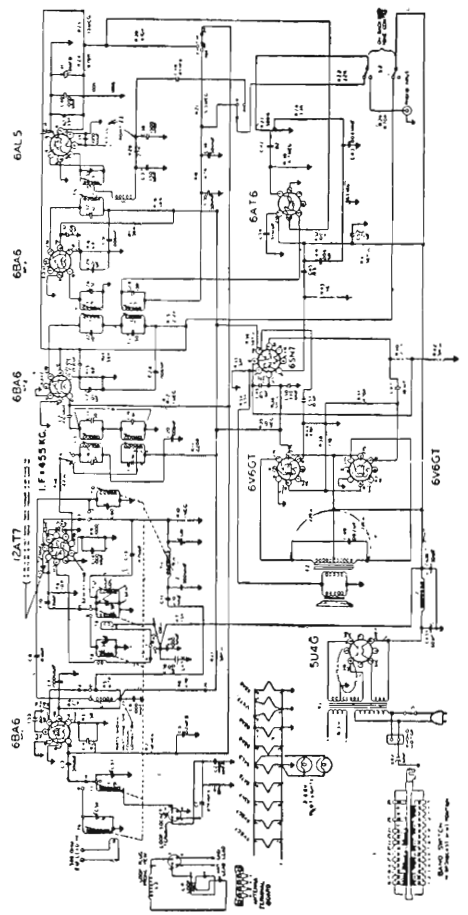
WARDS MODD. 74BR-1055A



WARDS MODD. 74BR-1055A

Portatile pile-rete luce (a tre correnti), con rettificatore a selenio, valvole GT, con telaio interno ed eventuale antenna esterna.

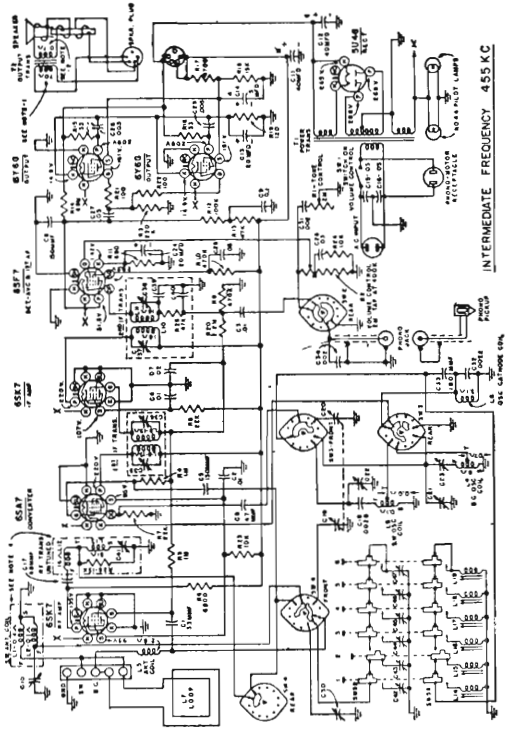
WARDS MODD. 74BR-2707A



WARDS MODD. 74BR - 2707A

Ricevitore ad ampiezza ed a frequenza modulata (AM-FM), sopramobile, con trasformatore di alimentazione, funzionante con telaio interno per AM e dipolo per FM.

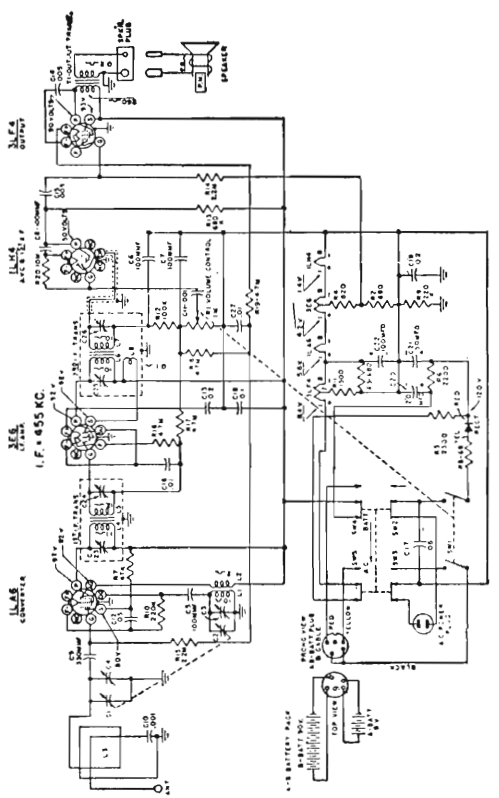
WESTINGHOUSE MOD. H-104



WESTINGHOUSE MOD. H-104

Radiofonografo con sintonia a pulsanti, gamme medie e corte, amplif. AF aperiodica, due finali in parallelo, telaio interno e prese per antenna.

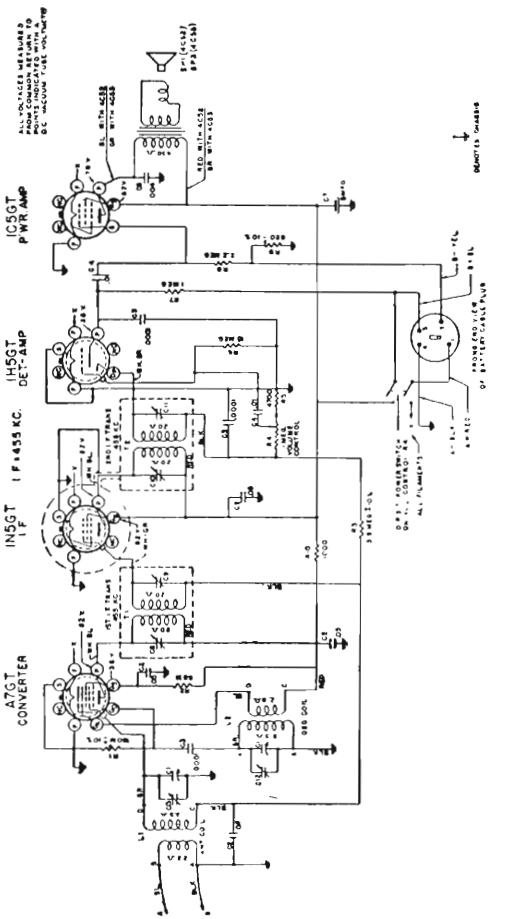
WESTINGHOUSE MOD. H-148



WESTINGHOUSE MOD. H-148

Portatile pile-rete, con rettificatore a selenio, telaio e antenna.

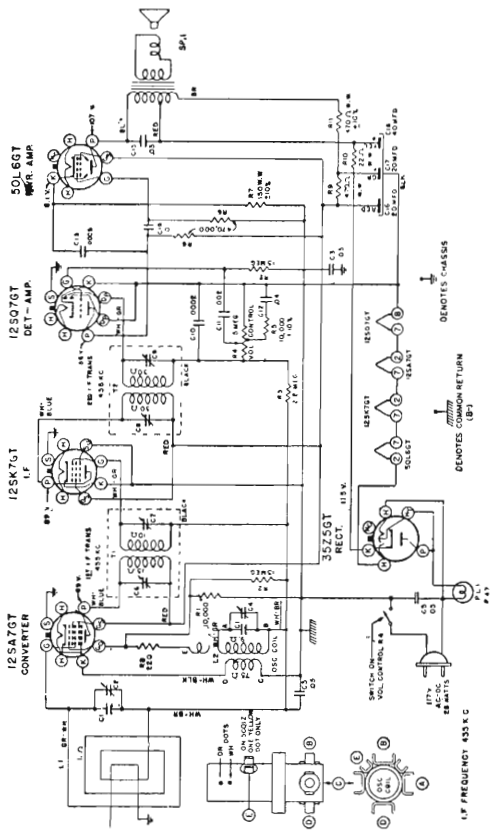
ZENITH MODD. 4K016-4KO35



ZENITH MODD. 4KO16 - 4KO35

Portatile a pile con valvole GT.

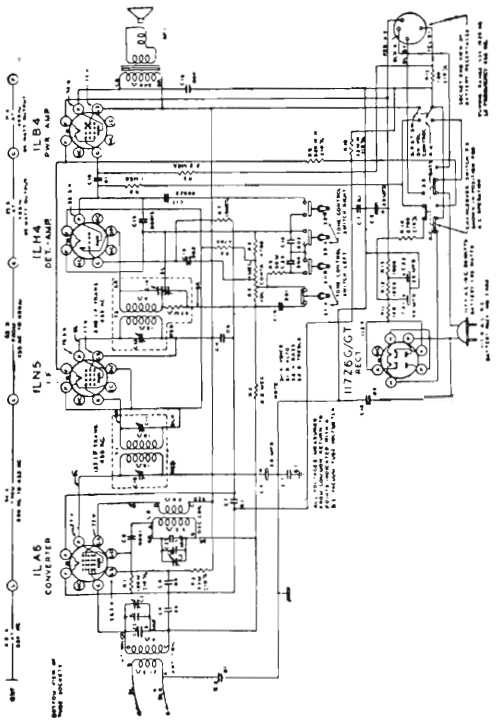
ZENITH MODD. 5DO11-5DO27



ZENITH MODD. 5DO11 - 5DO27

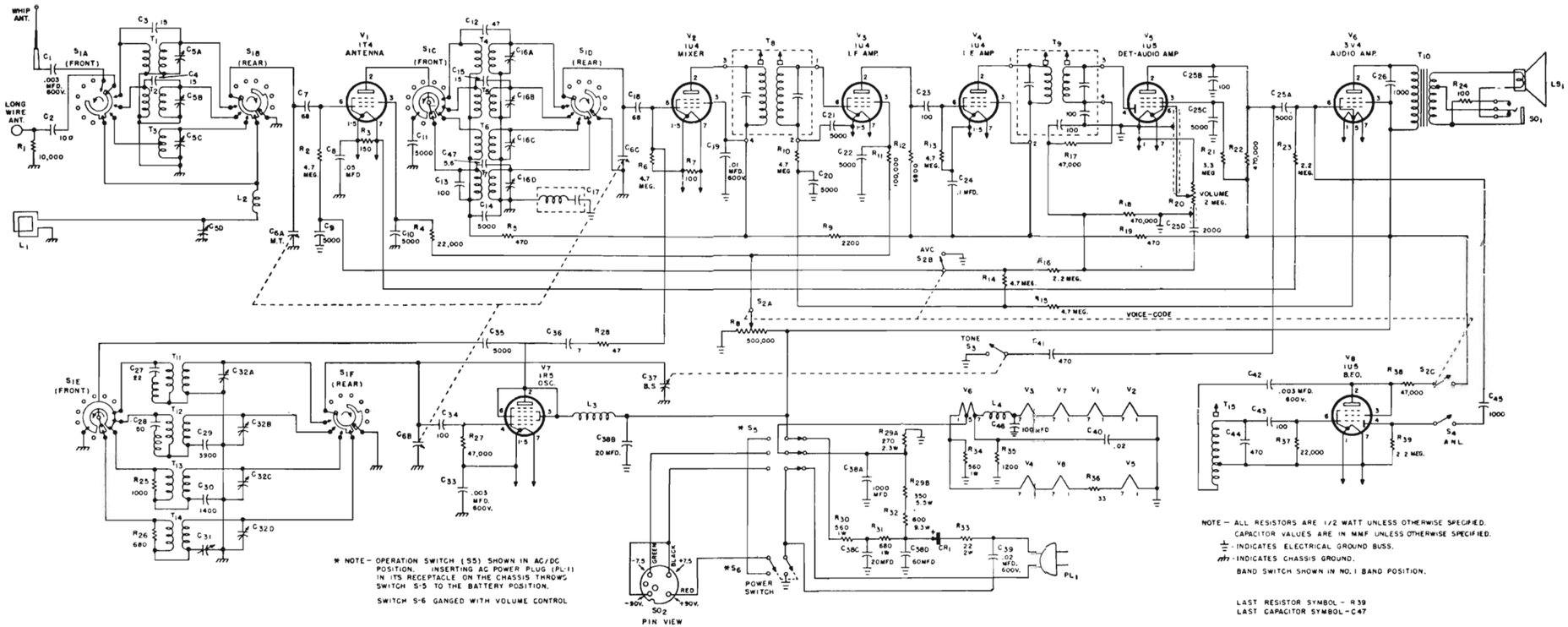
Piccola supereterodina CA/CC, con valvole GT, "floating ground", telaio di ricezione interno e presa per antenna.

ZENITH MOD. 5GO36



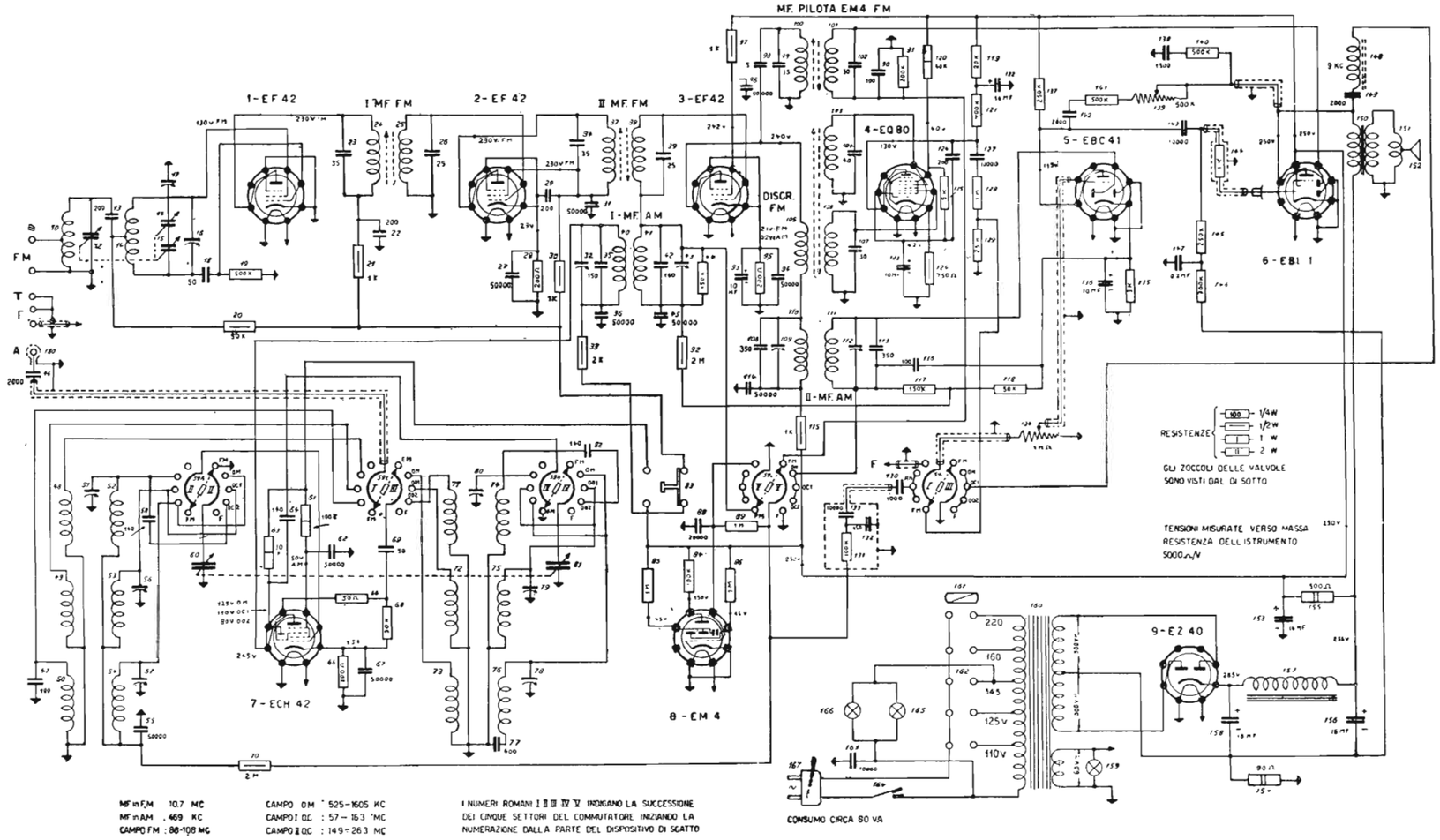
ZENITH MOD. 5GO36

Portatile tre correnti (pile-rete CA/CC), 30 watt rete, 1,2 watt pile.



Esempio di supereterodina di costruzione americana (Hallicrafter mod. S-72), portatile, adatta per la ricezione dell'intera gamma di frequenze da 550 chilocicli a 30 megacicli, in quattro bande. La ricezione è limitata alle emittenti a modulazione di frequenza ed alle emittenti telegrafiche ad onde persistenti (CW). - L'aspetto esterno di questo apparecchio è illustrato dalla fotografia riportata in copertina.

D. E. Ravalico - *La moderna supereterodina* (pag. 256-257).



Esempio di supereterodina a modulazione d'ampiezza e di frequenza, di costruzione italiana (Siemens mod. 841). La conversione di frequenza è ottenuta con una EF 42 per la FM e con una ECH 42 per la AM. La EQ 80 provvede alla rivelazione FM.

INDICE ALFABETICO

A

ABC-Radio mod. R 861, 210.
— mod. R 951, 210.
— mod. R 961, 210.
Accoppiamento MF, 28.
— critico, 29.
Alimentazione:
— ad autotrasformatore, 173-181.
— a pile, 117-131.
— a pile e rete-luce, 157-172.
— a trasformatore (schemi), 185, 186, 188.
— a tre correnti (B/CA/CC), 157-172.
— con rettificatore a selenio, 169.
— con valvola UY 41, 141.
— con valvola 35W 4, 135.
— con valvola 35 Z 4, 137, 175.
— con valvola 35 Z 5, 136, 139.
— in continua e alternata (CA/CC), 132-156.
— senza trasformatore, 132-156.
— universale, 132.
Allargamento di gamma, 221-245.
Allineamento dei circuiti, 39, 40, 58.
— con la scala parlante, 40.
— punti di, 39.
Ampiezza della banda passante, 31.
Ampiezza della tensione AF, 18.
Ampiezza modulata, 246.
Amplificazione:
— a bassa frequenza, 3.
— ad alta frequenza, 3.
— a media frequenza, 8.
— a radio frequenza, 90.
Amplificazione:
— dell'apparecchio radio, 3.
— MF suono, 287.
— MF visione, 272.
— reflex, 183.
Antenna chiusa, 161.
Apparecchi radio:
— a bande allargate, 221-245.
— ad alimentazione universale, 132-156.
— ad autotrasformatore, 173-181.
— a condensatore-induttore, 170.
— a frequenza modulata, 246-268.
— a induttore variabile, 191-212.
— AM/FM, 247, 256.
— a permeabilità variabile, 191-212.
— a pile, 117-131.
— a tre correnti, 157-172.
— a variazione differenziale di permeabilità, 207.
— B/CA/CC, 157-172.
— CA/CC, 132-156.
— da campeggio, 127.
— di televisione, 269.
— miniatura 8 ore, 118.
— miniatura 40 ore, 126.
— personali, 117.
— reflex, 183.
— senza trasformatore, 132-156.
— transformeless, 143.
Autotrasformatore:
— alimentatore ad, 174.
— apparecchi a, 173-181.
— potenza dell', 174.
— principio dell', 173.
Audiofrequenza, tensione a, 3.

B

Banda di ricezione, 221, 226, 233.
Banda dilatata, 221.
Banda espansa, 221.
Banda mobile, 244.
Banda passante MF, 27 (fig.), 31.
— nei ricevitori FM, 277.
— nei televisori, 277.
Bande allargate:
— apparecchi a, 221-245.
— con cond. in parallelo, 233.
— con cond. in serie, 236.
— nella gamma OC, 227.
— principio, 221.
— sistema Magnadyne, 230.
— sistema Marelli, 239.
— sistema Phonola, 222, 231.
— sistema Siemens, 240.
Bassa frequenza, 3.
Belmont apparecchio a induttori, 197.

C

Calcolo del correttore, 58-67.
Cambiamento di frequenza, 6.
Cambio banda, 244.
Cambio d'onda, 213-220.
Cambio tensione CA/CC, 139.
Canale adiacente, 25.
Canale TV, 170.
Capacità:
— aggiuntiva, 35.
— residua, 35.
— residua, 35.
— zero, 35.
CAV, 15, 88-114.
Circuiti accordati:
— a cavo coassiale, 260.
— a condens.-induttore, 170.
— a costanti concentrate, 288.
— a costanti distribuite, 288.
— a induttore variabile, 71, 191.
Circuiti accordati:
— a linea artificiale di trasmissione, 289.
— a media frequenza, 10, 26.
— a permeabilità variabile, 71.
— d'entrata, 13, 34.
— d'oscillatore, 13.
Commutazione di gamma, 76, 213-220.
Compensatore di evanescenza, 90.
Condensatore di fondo, 42, 220, 231.
Condensatore variabile a sezioni divise, 214.
Controllo automatico di guadagno, 283.
Controllo automatico di sensibilità, 89.
Controllo automatico di volume:
— amplificato, 102.
— caratteristiche, 15, 88-114.
— dilazionato, 93.
— ritardato, 93.
Controllo di volume, 15, 89.
Conversione di frequenza, 10.
Correttore, 13, 38, 51.
— calcolo del, 58-67.
Costante di tempo, 99.
Critico, accoppiamento, 29.
Curva:
— del CAV., 100, 105, 111.
— del correttore, 59.
— del diodo CAV, 108.
— del diodo rivelatore, 108.
— della pendenza, 105, 108.
— del padding, 59..
— di selettività, 29.

D

Diodo CAV (curva del), 107.
Diodo rivelatore (curva del), 108.
Discriminatore FM:
— a rapporto, 252.
— a Foster-Seeley, 250.

Discriminatore FM:
— ratio detector, 250, 252.
Doppia conversione di frequenza, 262, 266.
Ducati mod. RR 2405.1, 139.

E

Effetto di evanescenza, 88.
Emerson mod. 602, 254.
Espansione di gamma, v. bande allargate.
Estensione di gamma, 34.

F

Farnsworth mod. ET 064, 56.
Fattore di guadagno, 110.
Fattore di merito, 26, 29.
Filamenti in serie CA/CC, 133.
Filtro CAV, 97.
Filtro a resistenza, 135.
Filtro di banda MF, 29.
Foster-Seeley, discriminatore, 250.
Frequenza:
— alta, 3.
— audio, 3.
— bassa, 3.
— di centrobanda, 250.
— massima, 34.
— minima, 34.
— modulata, 246.

G

Gamma, cambio di, 213-220.
Gamma onde medie divisa, 74, 78.
Gamme di ricezione, 224.
Gamme spostate, 51, 231.
Garod mod. 4 A 1, 122.
— mod. 4 B 1, 127.
General Electric mod. 810, 277.
Gruppo AF a permeabilità variabile, 87, 204.
Gruppo AF a poliferri, 204.
Gruppo AF per televisori, 281.
Guadagno dello stadio, 31.

I

Immagine:
— e media frequenza, 23.
— inconvenienti, 22.
— interferenza d', 20.
— selettività d', 25.
— valore d', 20.
Induttanza:
— bobina d', 5.
— calcolo dell', 67, 73.
— di fondo, 82.
— padding, 82.
— residua. 71.
— riduttrice, 85,
— variabile, 69.
Induttore variabile:
— apparecchi a, 191-212.
— per ultrafrequenze, 260.
— principio, 68-70.
Interferenza d'immagine, 20-26.

L

Lampadina scala, 136.
Larghezza della banda passante MF, 31, 277.
— del canale TV, 270.
Limitatore FM, 254.

M

Magnadyne, cambio d'onda, 217.
Marelli mod. 10 A 35, 240.
— mod. 10 F 37, 240.
— serie 9 U 65, 135-139.
Media frequenza:
— accoppiamento di, 28.
— banda passante di, 31.
— circuiti di, 10, 27.
— curva di, 29.
— definizione, 8.

Media frequenza:
— dei televisori, 272, 283, 284.
— di valore alto, 25.
— di valore basso, 23.
— doppia, 262.
— e immagine, 20-21.
— filtro di, 29.
— FM, 247.
— guadagno, 32.
— selettività, 26.
— trasformatore, 10, 248.
— visione, 272.
Merito, fattore di, 26, 29.
Mescolatore, stadio, 12.
Mescolatrice, valvola, 7.
Minerva mod. 485/2, 180.
Miniatura, apparecchi, 122-126.
Modulatrice, valvola, 7.
Modulazione di ampiezza, 246.
— di frequenza, 246.
Motorola mod. 77 FM 21, 262.

N

n (v. rapporto di frequenza).
Nova Radio mod. AR 48, 201, 203.
Nucleo magnetico, 70.

O

Olympic Radio mod. 8-451, 122.
Onda, cambio d', 213-220.
Onde medie divise, 74-78.
Oscillante, tensione, 7.
Oscillatore:
— calcolo dell', 58-67.
— circuiti d', 13, 34, 50, 53, 58, 62.
— costanti dell', 58-67.
— monogramma dell', 63.
— stadio d', 12.
Oscillazione, inconvenienti dell', 7.

P

Padding, 13, 38, 40.
— calcolo del, 58-67.
— curva del, 59.
— induttivo, 82.
— troppo grande, 41.
Partitore di tensione, 113.
Permeabilità:
— apparecchi a, 191-212.
— definizione, 70.
— differenziale, 207.
— variabile, 71.
Personali, apparecchi, 122.
Philips Radio:
— mod. BI 281 U, 142.
— mod. 333, 184.
— mod. 1+1, 184.
Phonola Radio:
— mod. 301/1, 183.
— mod. 301/2, 184.
— mod. 401, 188, 189.
— mod. 565 A, 166.
— mod. 589, 222.
— mod. 593, 177, 179.
— mod. 595, 231.
— mod. 722, 222.
— mod. 723, 222.
— mod. 5503, 231.
Piccole supereterodine, 117-131, 132-156.
— — con valvole rimlock, 140.
Polarizzazione:
— dalla bobina d'oscillat., 160.
— per divisione della tens. d'accensione, 160.
— per resistenza di caduta, 160.
Poliferri, gruppo AF a, 204.
Portatili, apparecchi:
— 8 ore, 117.
— 40 ore, 117.
— a tre correnti, 157, 163.
— con rettificatore a selenio, 169.
— da campeggio, 127.
— miniatura, 122.
— pile-rete, 157, 164.

Preselettore, stadio, 23.
Primario, avvolgimento, 13.
Punti di allineamento, 58.
Punto alto, 39, 60.
— basso, 39, 60.
— centrale, 60.
— correttore, 39.
— padding, 39, 51.
— trimmer, 51.

R

Radio frequenza, amplificazione a, 90.
Radiotelefoni da automobili, 264.
Rapporto di capacità, 34, 36, 37.
Rapporto d'induttanza, 71.
Rapporto di frequenza, 34, 36.
Ratio detector, 252.
RCA mod. 65, 10, 150.
Reattanza del condensatore, 98.
Reazione Colpitts, 85.
Reflex, circuito, 183.
Regolatore autom. di guadagno, 89.
Regolatore autom. di sensibilità, 91.
Regolatore d'intensità sonora, 89.
Residua, capacità, 35.
— induttanza, 71.
Resistenza:
— di polarizzazione, 160.
— dissipatrice in serie, 133.
— riduttrice, 16.
Rettificatore a selenio, 169.
Rettificatrice, valvola, 15.
Rettificatrice UY 41, 141.
— 35W 4, 135.
— 35 Z 4, 137, 175.
— 35 Z 5, 136, 139.
Riduttore esterno, 139.
Rimlock, app. con valvole, 140.
Rivelatore FM, 250.

S

Scala parlante, allineamento con la, 40.
Secondario, avvolgimento, 12.
Segnale, 12.
Segnale MF-suono, 270.
— MF-visione, 270.
Selenio, rettificatore a, 169.
Selettività, 5, 8.
Selettività del canale adiacente, 25.
Selettività d'immagine, 25.
Sensibilità dell'apparecchio, 5.
Siemens, mod. AR 48, 201.
— mod. 8108, 240
— mod. 8113, 240.
Sintonia:
— a comando unico, 34.
— a condensatore-induttore variabile, 170.
— a induttore variab., 68, 76, 191.
— a permeabilità variabile 70, 71, 191-212.
Sovrappositore, stadio, 12.
Sovrappositrice, valvola, 7.
Stadio:
— cambiafrequenza, 7.
— convertitore di freq., 7.
— mescolatore, 12.
— modulatore, 12.
— preselettore, 23.
— separatore MF, 283.
— sovrappositore, 12.
Supereterodina:
— caratteristiche generali, 16.
— esempio di, 13.
— principio della, 6.
— stadi della, 10.
Supereterodine:
— a bande allargate, 221-245.
— ad alimentazione universale, 132-156.
— ad autotrasformatore, 173-181.
— a cavo coassiale, 262.

Supereterodine:
— a frequenza modulata, 246-268.
— a gamma onde medie divisa, 74, 78, 217.
— a induttore variabile, 191-212.
— a linea artificiale di trasmissione, 289.
— a permeabilità variabile, 191-212.
— a pile, 117-131.
— a var. differenziale di permeabilità, 207.
— a tre correnti, 157-172.
— B/CA/CC, 157-172.
— CA/CC, 132-156.
— da campeggio, 127.
— da televisione, 269-292.
— miniatura, 117-131.
— personali, 118.
— per radiotelefoni da auto, 264.
— reflex, 183.
— senza trasformatore, 132-156.
— transformeless, 143.

T

TV, supereterodine per, 269-292.
TV-suono, segnali, 269-272.
TV-visione, segnali, 269, 272.
Televisori, 269-292.
Tensione alta frequenza, 3.
— audiofrequenza, 3.
— bassa frequenza, 3.
— CAV, 97.
— di polarizzazione, 160.
— locale, 7.
— oscillante, 3.
Termistore, 176.
Trasformatore di media freq., 10.
Trasformatore:
— MF per TV, 285.
— di conversione TV, 284.
Trimmer, 45.

U

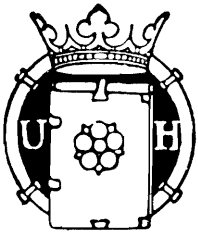
Unda Radio mod. AR 48, 173, 201.
— mod. 51/1, 201.

V

Valore della media frequenza, 20.
— del correttore, 58-61.
— dell'induttanza, 67, 73.
— del padding, 66.
— del condensatore di fondo, 66.
Valvola:
— amplificatrice AF, 16.
— mescolatrice, 12.
— modulatrice, 12.
— rivelatrice, 3.
— rettificatrice, 135, 137, 139, 175.
— sovrappositrice, 7.
Variazione:
— di mutua induttanza, 69.
— differenziale di permeabilità, 207.
— di permeabilità, 70, 71, 76.
— totale di capacità, 35.
— totale d'induttanza. 72.
Variometro, 69.

W

Westinghouse mod. H 125, 153.
— mod. H 126, 153.
— mod. 185, 171.



Lire 650